

PRAKTYCZNY

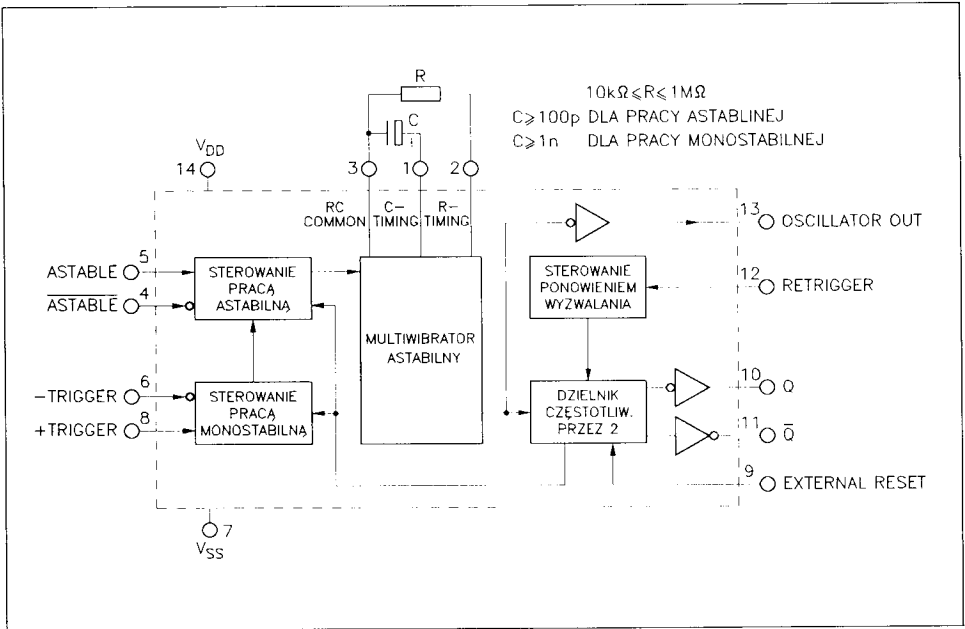
ISSN 1232-2628

ELEKTRONIK

NR IND 372161

cena 2,10 zł (21000 zł)

**czerwiec
nr 6 '95**



Rys. 1 Rozkład wyprowadzeń układu 4047

Kolejnymi elementami rodziny układów 4000 są multiwibratory i tajmery. Układy te służą do realizacji uzależnień czasowych, czyli wprowadzają odrobinę techniki analogowej. Najpopularniejszym układem z tej grupy jest multiwibrator astabilny/monostabilny 4047. Schemat blokowy i rozkład wyprowadzeń tego układu przedstawiono na rysunku 1.

Układ zawiera multiwibrator astabilny, którego częstotliwość pracy zależna jest od zewnętrznych elementów R i C, dzielnik częstotliwości przez 2 z wyjściem komplementarnym (Q i $\bar{Q}$), układ sterowania wydłużaniem impulsu wyjściowego i układy sterowania pracą astabilną i monostabilną.

Dużą zaletą układu jest dzielnik częstotliwości wyjściowej przez dwa. Umożliwia on uzyskanie przebiegu na wyjściach Q i $\bar{Q}$ o wypełnieniu dokładnie 1/2 $\pm 0,5\%$. Przebieg na wyjściu OSC OUT ma częstotliwość dwukrotnie większą niż na wyjściach Q i $\bar{Q}$, ale jego wypełnienie może się znacznie różnić od 1/2.

Układ 4047 umożliwia uzyskanie kilku różnych trybów pracy, które podano w tabeli 1.

Tabela 1. Wykaz trybów pracy i połączeń zewnętrznych dla układu 4047

Tryb pracy	podłączenie wyprowadzeń		Wejścia	Wyjścia	Okres sygnału lub czas trwania impulsu
	do V_{DD}	do V_{SS}			
Multiwibrator astabilny:					
Praca swobodna	4, 5, 6, 14	7, 8, 9, 12	–	10, 11, 13	$T_A(10, 11) = 4, 40RC$ $T_A(13) = 2, 20RC$
Bramkowanie sygnałem wysokim	4, 6, 14	7, 8, 9, 12	5	10, 11, 13	
Bramkowanie sygnałem niskim	6, 14	5, 7, 8, 9, 12	4	10, 11, 13	
Multiwibrator monostabilny:					
Wyzwalanie zboczem narastającym	4, 14	5, 6, 7, 9, 12	8	10, 11	$T_M(10, 11) = 2, 48RC$
Wyzwalanie zboczem opadającym	4, 8, 14	5, 7, 9, 12	6	10, 11	
Praca z ponawianym wyzwalaniem*	4, 14	5, 6, 7, 9	8, 12	10, 11	
Praca z zewnętrznym zliczaniem impulsów**	14	5, 6, 7, 8, 9, 12	–	10, 11	

* – wyprowadzenia 8 i 12 zwarte ze sobą
** – impuls wejściowy doprowadzany jest do wejścia RESET zewnętrznego licznika, a wyjście licznika połączone z wejściem $\bar{A}$ układu 4047

PRAKTYCZNY ELEKTRONIK

CZERWIEC nr 6/95

SPIS TREŚCI

Cyfrowe układy scalone CMOS – praktyka i teoria cz. 22.....	2
Mikroprocesorowy zegar sterownik – budzik tygodniowy.....	4
Impulsowe światło do roweru.....	10
Wzmacniacz mocy modyfikacja.....	13
Zakłócenia i ich redukcja.....	14
Mikrofon bezprzewodowy.....	18
Sonda logiczna z sygnalizacją akustyczną.....	21
Alarm samochodowy z radiopowiadomieniem.....	23
Usprawnienie dekodera UCY 7447 i MCY 74511.....	30

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym w terminie do trzech tygodni. Nie przyjmujemy zamówień telefonicznych. Koszt wysyłki wynosi: 5,00 zł (50.000 zł) bez względu na kwotę pobrania. W sprzedaży wysyłkowej dostępne są archiwalne numery „Praktycznego Elektronika”: 3/92; 1/94; 6, 11, 12/94; 1-6/95. Cena jednego egzemplarza 2,10 zł (21.000 zł) plus koszty wysyłki. Kserokopie artykułów i całych numerów, których nakład został wyczerpany, wysyłamy w cenie 1,00 zł (10.000 zł) za pierwszą stronę, za każdą następną 0,20 zł (2.000 zł) plus koszty wysyłki.

Zamówienia na płytki drukowane prosimy przysyłać na kartach pocztowych, lub kartach zamówień zamieszczonych w PE 6/94 i PE 2/95.

Wydawca — ARTKELE, Zielona Góra

Ogłoszenia i reklamy

Ogłoszenia można nadsyłać listownie na adres redakcji załączając dowód wpłaty należności za ogłoszenie na konto:

ARTKELE — WYDAWNICTWO TECHNICZNE

ul. Prosta 11 65-001 Zielona Góra

KOMUNALNY BANK SPÓŁDZIELCZY, Zielona Góra

997283-102847-2541

Ceny:

– 1 cm² ogłoszenia ramkowego – 2,10 zł (21.000 zł) + 22% VAT
(najmniejsze ogłoszenie 20 cm²)

– ogłoszenia drobne do 40 słów – 1,05 zł (10.500 zł) + 22% VAT

Redakcja nie ponosi żadnej odpowiedzialności za treść reklam i ogłoszeń.

Adres redakcji:

„Praktyczny Elektronik”

ul. Prosta 11

65-001 Zielona Góra

tel. 27-04-82 w godz. 10⁰⁰–13⁰⁰

Red. Naczelny mgr inż. Dariusz Cichoński

Artykułów nie zamówionych nie zwracamy. Zastrzegamy sobie prawo do skracania i adiustacji nadesłanych materiałów i artykułów.

Opisy układów elektronicznych i urządzeń zamieszczonych w „Praktycznym Elektroniku” mogą być wykorzystane wyłącznie dla własnych potrzeb. Wykorzystanie ich do celów zarobkowych i innych wymaga zgody autora artykułu. Przedruk całości lub fragmentów „Praktycznego Elektronika” możliwy jest po uzyskaniu zgody redakcji.

Mikroprocesorowy zegar sterownik – budzik tygodniowy

Na łamach Praktycznego Elektronika opisywanych było już wiele różnorodnych zegarów. Jak wykazała praktyka, temat ten cieszy się niestąbnym zainteresowaniem naszych Czytelników. Dlatego też w tym numerze publikujemy artykuł opisujący kolejny układ "Dozorcy czasu".

Zegar posiada następujące możliwości:

1. Wskazywanie bieżącego czasu:

- godziny
- minuty
- sekundy
- setne sekundy

2. Wskazywanie daty:

- dzień miesiąca
- miesiąc
- dzień tygodnia
- rok

Zegar posiada kalendarz (1994÷2200) umożliwiającą automatyczne ustawienie dnia tygodnia na podstawie daty.

3. Sterowanie trzema urządzeniami zewnętrznymi (w tym jedno większej mocy). Aktualny stan urządzeń sygnalizowany jest za pomocą czterech diod świecących.

4. Rozbudowany układ alarmów umożliwiający:

- budzenie w skali tygodnia (20 alarmów) z możliwością niezależnego ustalenia sposobu załączania i wyłączania każdego z urządzeń
- budzenie w skali roku (10 alarmów) z możliwością niezależnego ustalenia sposobu załączania i wyłączania każdego z urządzeń jednocześnie
- włączanie sygnału dźwiękowego dla każdego alarmu

5. Drzemka. Pozwala ona na odroczenie alarmu o 10 minut.

6. Zegar wyposażony został w układ podtrzymania baterijnego oraz system automatycznej regulacji jasności świecenia wskaźników w zależności od natężenia światła. Posiada on również strategię oszczędzania baterii w chwili zaniku napięcia sieci.

Jedną z dogodności opisywanego układu, jest zdolność do automatycznego przystosowywania jasności świecenia wyświetlaczy do natężenia oświetlenia zewnętrznego. W konstrukcjach nowoczesnych urządzeń elektronicznych powszechnego użytku, przywiązuje się coraz większą wagę do minimalizacji pobieranej mocy. Dzieje się tak w przypadku zamrażarek, lodówek, pralek, telewizorów czy też komputerów. Przy dużych ilościach tych urządzeń na rynku wypadkowa oszczędność energii jest imponująca. Nie należy ukrywać, że korzystne jest to dla wszystkich. Zmniejsza się zużycie energii elektrycznej (idąc po linii prostej – maleje zanieczyszczenie środowiska), a indywidualny odbiorca oszczędza na rachunkach za energię.

Układ oszczędzania energii, zaimplementowany w zegarku trudno nazwać "Power Managenent", chociażby dlatego, że maksymalna moc pobierana przez układ nie przekracza 3 W. Stanowi jednak krok w dobrym kierunku i mam nadzieję, że przyczyni się do podniesienia kultury konsumpcji energii elektrycznej. Zupełnie odrębnym, jednak nie mniej ważnym aspektem automatycznej regulacji jasności świecenia wyświetlaczy jest ergonomiczność. Jedną z przyczyn bezsenności może być światło bijące w ciemności od cyfrowego zegarka (pomijam budziki mechaniczne, których głośnie cykanie potrafi również do niej doprowadzić). Zastosowane w opisywanym zegarze mechanizmy, pozwalają na optymalne zarządzanie energią, szczególnie tą z baterii podtrzymujących pracę układu w przypadku zaniku napięcia sieci.

Zegar posiada szereg użytecznych funkcji. Wypożyczenie go w niektóre z nich, było zainspirowane wielomiesięczną eksploatacją zbliżonego zegara produkcji fabrycznej. Wiele z nich zostało udoskonalonych w stosunku do wzorca.

Zegar posiada możliwość sterowania włączaniem i wyłączaniem trzech odbiorników energii elektrycznej, np.: radio, lampka, telewizor itp. Jeden z kanałów został przewidziany do pracy pod większym obciążeniem; przykładowo do sterowania podgrzewacza wody (bojlera) lub pieca gazowego. Zastosowań tego urządzenia może być całe mnóstwo – jedynym ograniczeniem jest wyobraźnia użytkownika.

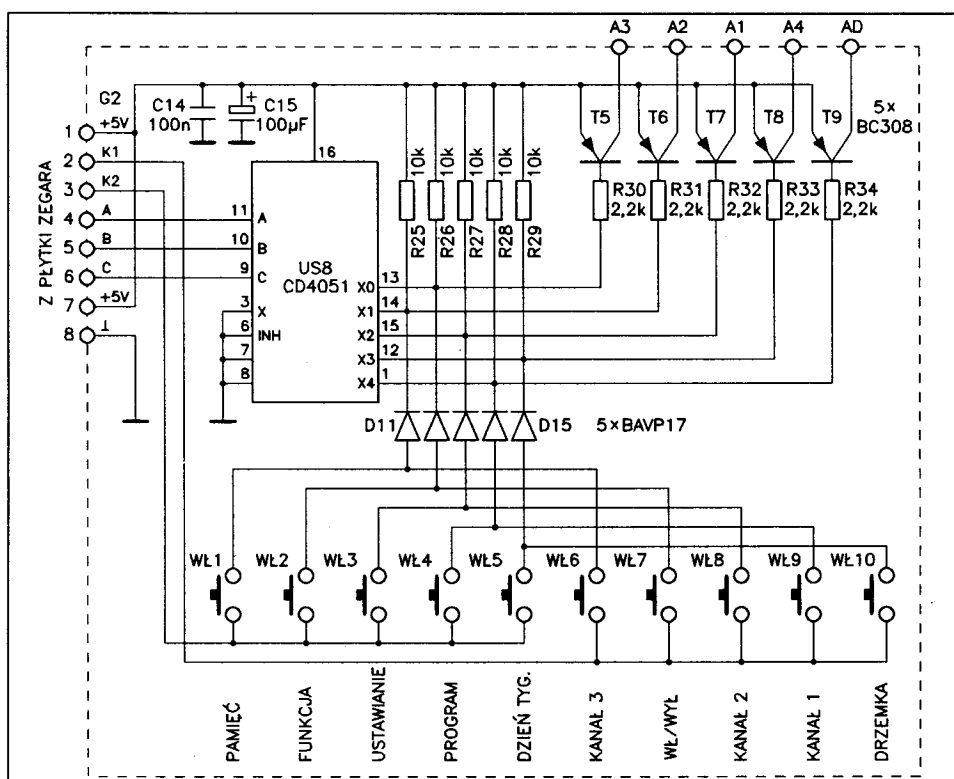
Zegar steruje załączaniem urządzeń w zakresie tygodniowym, lub jednodniowym. Każdy program może włączać/wyłączać, lub dołączać dowolną konfigurację kanałów. Tygodniowy cykl budzenia umożliwia dostosowanie "repertuaru" budzenia do planu lekcji, zajęć lub pracy. Każde budzenie może być wspomóżone przez sygnał dźwiękowy, który można odroczyć poprzez użycie popularnej i jakże użytecznej funkcji "Drzemka". Jednak najtańszą i jednocześnie najpewniejszą metodą porannego otrzeźwiania, wydaje się być budzenie muzyką, np. z włączanego radia.

Opis układu

Urządzenie składa się z trzech modułów: klawiatury, wyświetlaczy i mikroprocesora. Poniżej opisane zostaną funkcje i zasady działania poszczególnych modułów.

Moduł klawiatury ma za zadanie umożliwienie odczytu dziesięciu klawiszy za pomocą pięciu sygnałów sterujących.

Schemat ideowy bloku klawiatury został przedstawiony na rys. 1. Procesor po dołączeniu pamięci zewnętrznej ma za mało wyprowadzeń, żeby można było podłączyć do niego bezpośrednio 10 klawiszy. Wymagałoby to zajęć 10 wyprowadzeń mikroprocesora a dostępnych jest zaledwie 16. Zastosowana została więc multipleksowana klawiatura. Układ US1 pełni rolę multipleksera klawiatury.



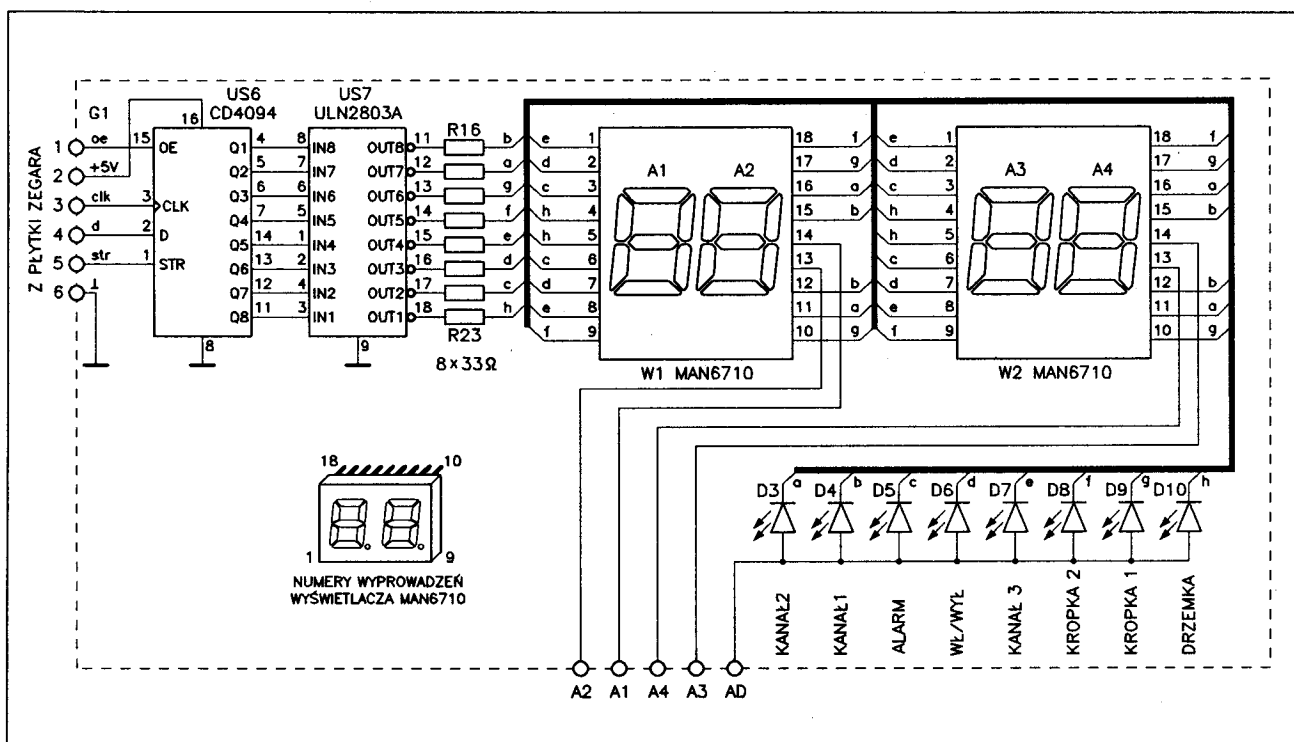
Rys. 1 Schemat ideowy bloku klawiatury

Sygnały sterujące A, B, C pozwalają na wybranie odpowiedniej sekcji par klawiszy. Informacja o tym, czy któryś z nich jest wciśnięty, jest dostępna za pomocą linii K1 i K2. Diody D11÷D15 separują klawisze od wyjść multiplexera. Gdyby ich nie zastosowano, mogło by dojść do niepoprawnej pracy multiplexera w przypadku jednoczesnego wciśnięcia dwóch klawiszy, np. WŁ1 i WŁ2 (objawiałoby się to zafatyzowaniem wskazań na wyświetlaczach siedmiosegmentowych).

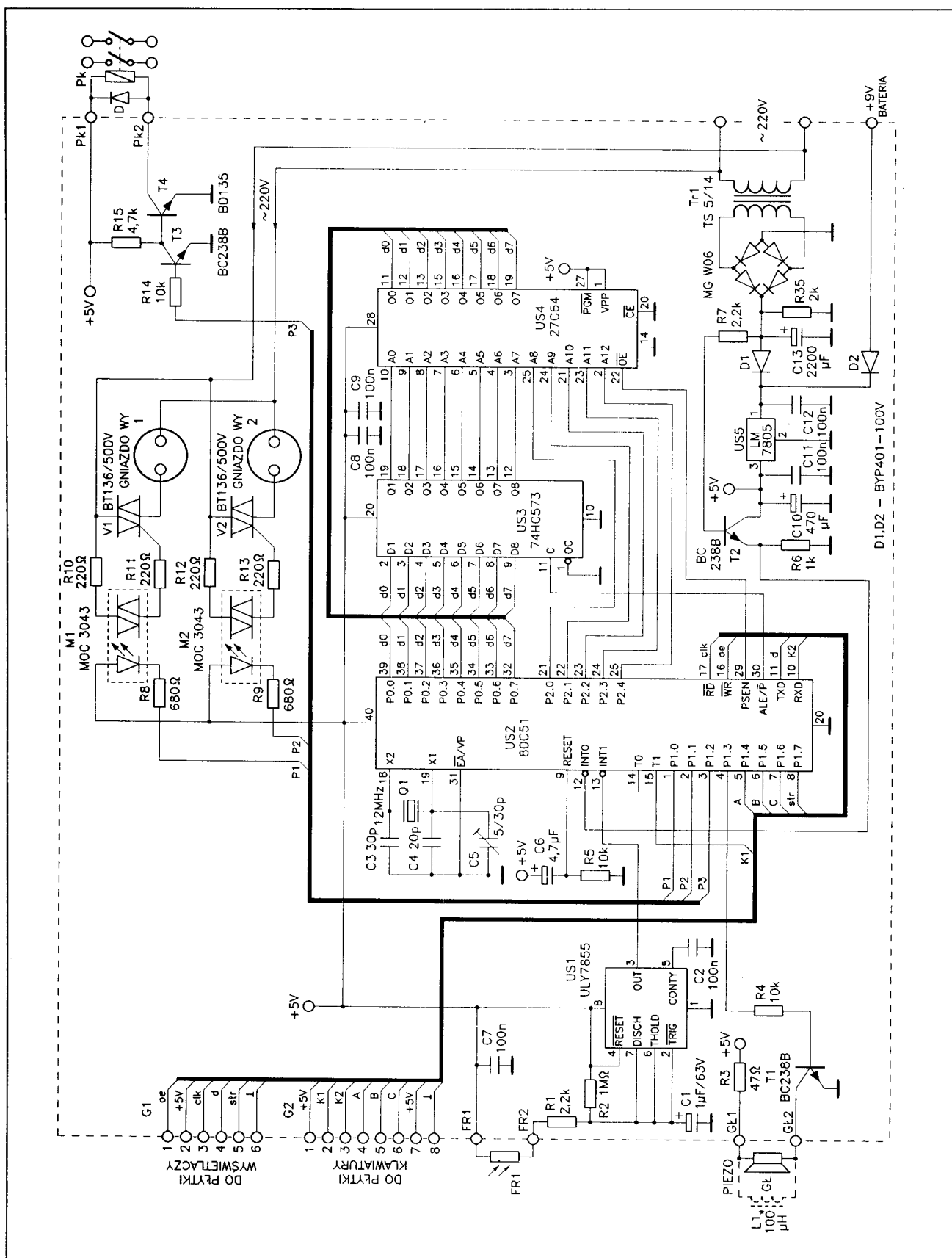
Drugą bardzo ważną funkcją, spełnianą przez multiplexser, jest dostarczanie sygnałów sterujących wyświetlacze siedmiosegmentowe i zespół diod świecących. Wyjścia multiplexera doprowadzone są przez rezystory polaryzujące R25÷R29 i ograniczające prąd R30÷R34 do tranzystorów T5÷T9. Kolektory tych tranzystorów sterują anodami wyświetlaczy siedmiosegmentowych.

Moduł wyświetlaczy wyprowadza odpowiednie informacje na cztery wyświetlacze siedmiosegmentowe oraz osiem diod świecących. Jego schemat został uwidoczniiony na rys. 2.

W zegarze zastosowano układ wyświetlania sekwencyjnego. System ten charakteryzuje się, w porównaniu z systemem wyświetlania statycznego, mniejszą ilością układów sterujących, mniejszym poborem mocy oraz znacznie mniejszą ilością połączeń pomiędzy częścią cyfrową a wyświetlaczami.

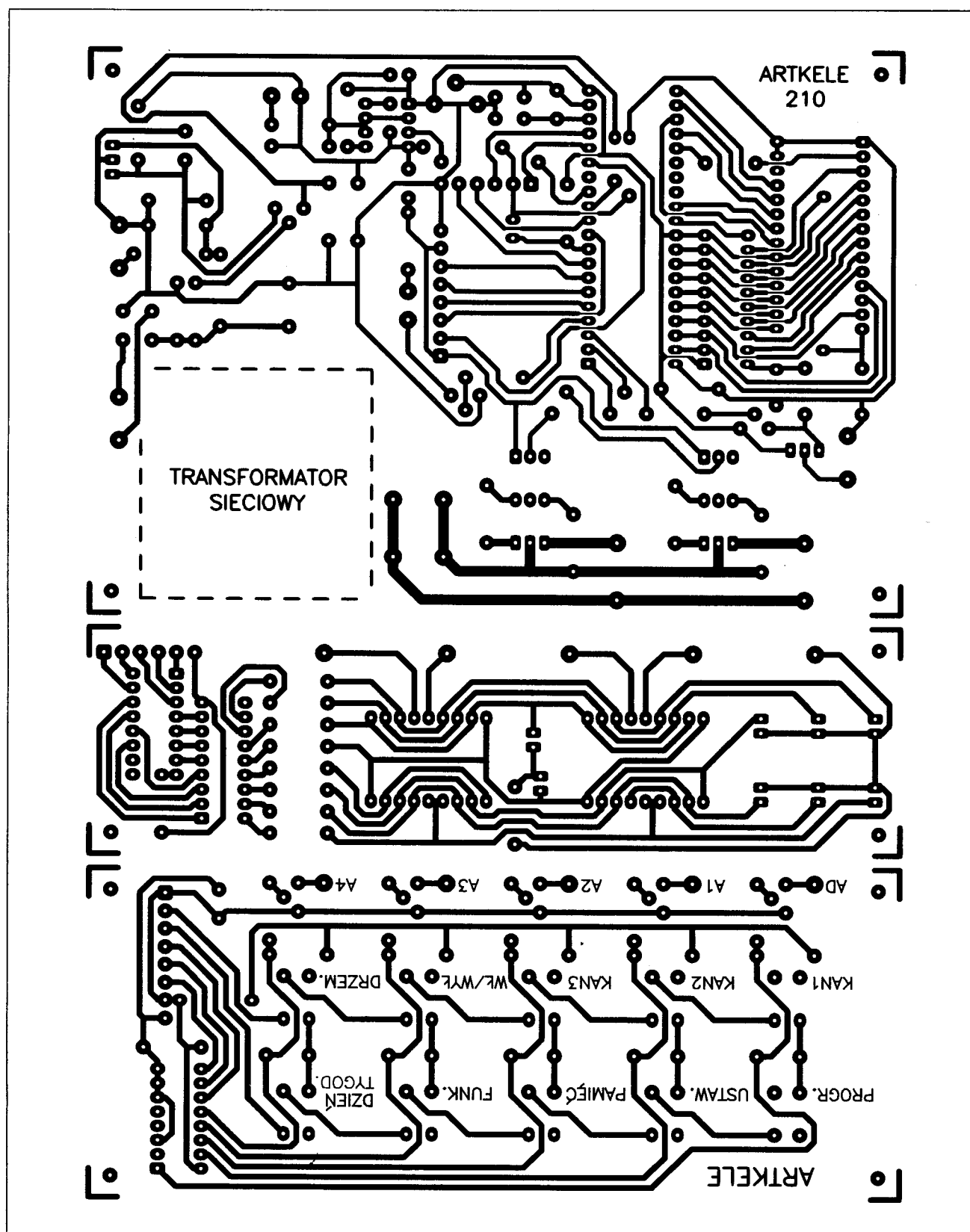


Rys. 2 Schemat ideowy bloku wyświetlaczy



Innym atutem takiego rozwiązania jest mniejsza liczba sygnałów sterujących koniecznych do wyprowadzenia informacji.

Dalszą minimalizację koniecznych sygnałów uzyskano stosując system transmisji szeregowej.



Rys. 4 Schemat płytki drukowanej

Wyprowadzenie pełnej informacji stanu świecenia segmentów, wymagałoby wykorzystania ośmiu wyprowadzeń mikroprocesora. Przyjęty został wariant transmisji szeregowej jako najkorzystniejszy. Wszystkie informacje wysyłane są szeregowo do rejestru SIPO (Serial Input

Parallel Output – szeregowo wejście równoległe wyjście) US6 (CD 4094). Po przesłaniu ośmiu bitów danych linią D, synchronizowanych sygnałem zegarowym CLK, wpisana informacja zostaje zatrzaśnięta wewnątrz układu US6 za pomocą sygnału STR. Sygnał OE (Output Ena-

ble) powoduje odblokowanie wyjść równoległych. Układ posiada również wyjście szeregowe, ale w tej konfiguracji nie jest ono wykorzystywane.

Funkcję wzmacniacza sygnałów sterujących pełni układ US7 (ULN 2803A). Jest to matryca ośmiu tranzystorów Darlingtona połączonych w konfiguracji wspólnego emitera z obwodem wyjściowym typu OC (otwarty kolektor). Dopuszczalny ciągły prąd obciążenia każdego z tranzystorów może wynosić 500 mA.

Moduł mikroprocesora jest główną częścią zegara. Zawiera oprócz elementów umożliwiających poprawne funkcjonowanie procesora, elementy wykonawcze mocy, zasilacz oraz układ regulacji jasności świecenia wskaźników. Schemat części mikroprocesorowej przedstawiono na rys. 3.

Jednostkę centralną stanowi mikrokontroler jednociekłowy 80C51 (US2) wraz z niezbędnymi elementami zewnętrznymi. Mikrokontroler taktowany jest zegarem 12 MHz, co zapewnia 1 μ s cykl maszynowy. Trymer C5 pozwala na dokładną regulację zegara systemowego. W mikrokontrolerze 80C51, celem zmniejszenia ilości potrzebnych wyprowadzeń do obsłużenia zewnętrznej pamięci danych, zastosowano multipleksowaną magistralę adres/dane. Opadające zbocze sygnału ALE (Address Latch Enable), powoduje zatrzaśnięcie ośmiu młodszych adresów A0÷A7 w zewnętrznym rejestrze typu "latch" – US3 – 74HC573.

Program obsługi zegara umieszczony został w pamięci EPROM o pojemności 8kB (US4 – 27C64). Pamięć programu uaktywniana jest sygnałem PSEN (Program Store Enable). Wejście wyboru układu 27C64 – $\overline{CE}$ zostało na stałe podłączone do masy – czas dostępu do danych w pamięci EPROM jest krótszy względem sygnału $\overline{OE}$ niż $\overline{CE}$. Zerowanie mikrokontrolera po załączeniu napięcia zasilającego zapewnia kondensator C6 oraz rezystor R5.

Układ czasowy US1 generuje impulsy o częstotliwości zależnej od rezystancji fotorezystora FR1, a tym samym od natężenia oświetlenia. Układ multiwibratora pracuje w konfiguracji astablinej. Ponieważ wyprowadzenie nr 2 układu US1 (ULY 7855) zostało połączone bezpośrednio do nóżek 6 i 7, uzyskano współczynnik wypełnienia generowanego przebiegu bliski 0%. Wejście INT1 mikroprocesora jest wyzwalane opadającym zboczem, więc współczynnik wypełnienia sygnału sterującego nie odgrywa tutaj większej roli (poprzez takie rozwiązanie oszczędza się jeden rezystor).

Krótkiego omówienia wymaga układ stabilizatora. Wątpliwości może budzić sposób umieszczenia tranzystora T2. Jego jedynym zadaniem jest informowanie mikroprocesora o zaniku napięcia sieci. Wyprowadzenie INT0 przechodzi do stanu niskiego z chwilą, gdy napięcie na kondensatorze C5 spadnie poniżej wartości uznawanej przez procesor za stan wysoki. Rozładowa-

nie kondensatora C5 umożliwia dołączony równolegle rezystor R35.

Układ podtrzymania baterijnego tworzą diody D1 i D2 oraz zestaw baterii o napięciu 8,4÷10 V. Należy zwrócić uwagę na to, że napięcie baterii powinno być niższe od napięcia panującego na katodzie D1, podczas zasilania sieciowego. W przeciwnym przypadku energia będzie pobierana z baterii, pomimo istniejącego napięcia sieci, co może doprowadzić do szybkiego ich rozładowania.

Sterowanie załączaniem kanałów odbywa się za pośrednictwem triaków. Są one sterowane przez optotriaki typu MOC3043 (M1 i M2). Elementy te, posiadają detektor przejścia przez zero, włączający triaki w chwili osiągnięcia przez napięcie sieci wartości bliskiej 0 V. Pozwala to na zminimalizowanie zakłóceń powstających przy załączaniu obciążeń większej mocy, minimalizuje również moc wydzielaną przez triaki, gdyż nie następuje wydzielanie energii podczas przełączania dużych napięć. Optotriaki są sterowane bezpośrednio z portów mikrokontrolera. Obciążalność portów w stanie niskim jest znacznie większa niż w stanie wysokim ($I_{OL} = 10$ mA, $I_{OH} = -600$ μ A). Trzeci kanał wykonawczy został przewidziany do sterowania urządzeniem większej mocy. Dlatego też, bezpośrednio na płycie nie umieszczono elementów wykonawczych. Sygnał sterujący elementem wykonawczym powinien być dostępny na zewnątrz. Może sterować przełącznikiem, triakiem, tyrystorem, bądź też tranzystorem większej mocy. W stanie załączenia kanału P3 na zaciskach WY-PK panuje napięcie ok. 5 V.

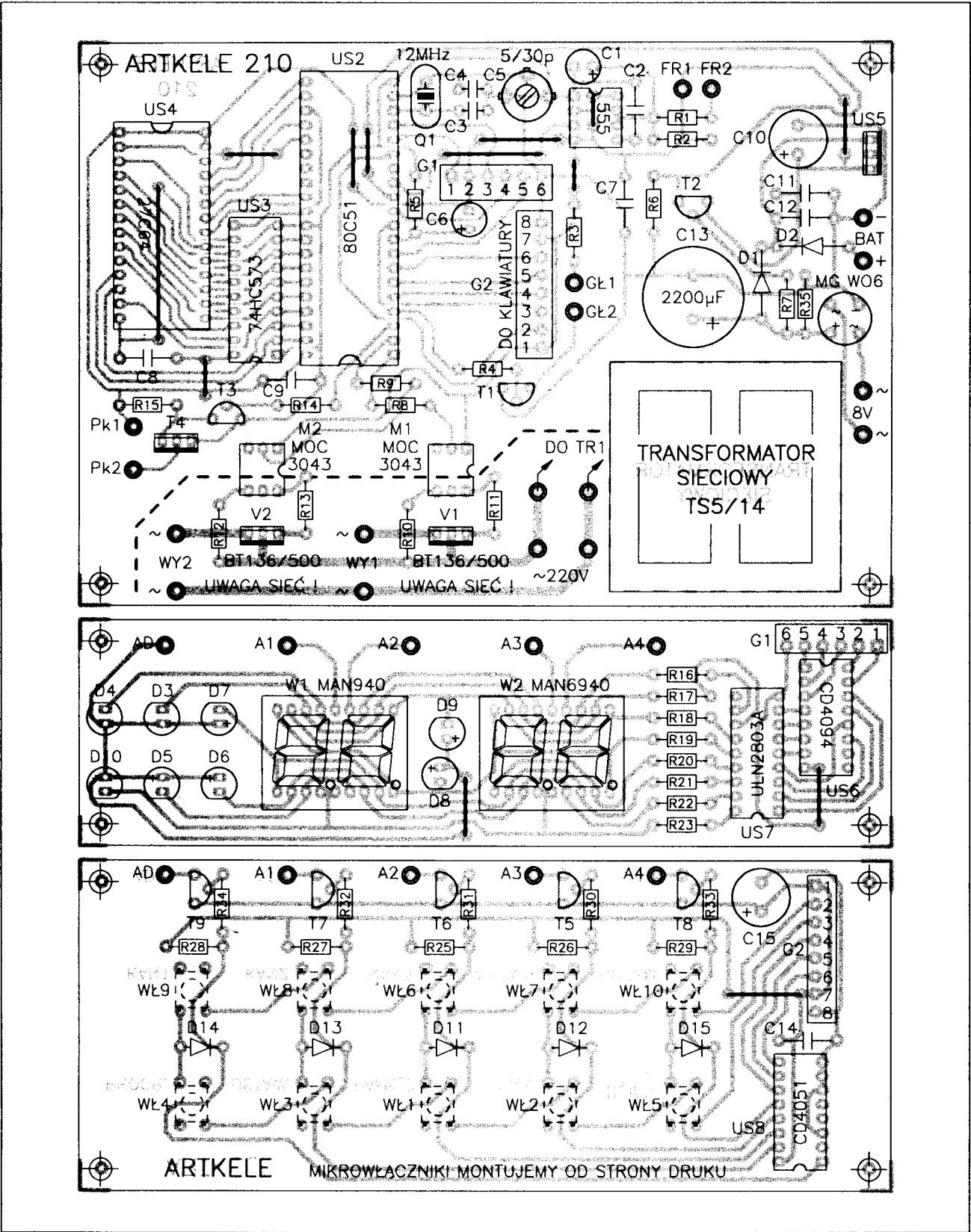
Wykaz elementów

Płyta klawiatury:

US8	– MCY 74051 (CD 4051)
T5÷T9	– BC 308 lub dowolny pnp $h_{21} \geq 200$
D11÷D15	– BAYP 95 (BAVP 17÷21)
R30÷R34	– 2,2 k Ω /0,125 W
R25÷R29	– 10 k Ω /0,125 W
C14	– 100 nF/100 V MKSE-018-02
C15	– 100 μ F/10 V 04/U
WŁ1÷WŁ10	– mikrołączniki

Płyta wyświetlaczy:

US6	– CD 4094
US7	– ULN 2803A
W1, W2	– MAN6710, LTD6410G, HA2132, CQY89A, CQY97A, CQ3397 (podwójny, wspólna anoda)
D3÷D10	– LED ϕ 5 mm kolor świecenia dowolny
R16÷R23	– 33 Ω /0,25 W



Rys. 5 Rozmieszczenie elementów

Płytki mikroprocesora:		US4	- pamięć EPROM 27C64
US1	- ULY 7855 (NE 555)	US5	- LM 7805
US2	- 80C51, 80C31	M1, M2	- optotriak MOC 3043 (MOC 3063)
US3	- 74HC573, 74HCT573	T1÷T3	- BC 238B lub dowolny npn $h_{21} \geq 250$
	(74F573, 74LS573, 74ALS573)		

T4	- BD 135 (BD 137, 139)
V1, V2	- triak BT 136-500 (500 V/4 A)
D1	- BYP 401-50÷1000 (1N4001÷4007)
D2	- BAYP 95
MG	- Mostek Graetz'a MG W005 (1 A/50 V), MG W06 (1 A/600 V)
Q1	- rezonator kwarcowy 12 MHz
R3	- 47 Ω /0,25 W
R10÷R13	- 220 Ω /0,125 W
R8, R9	- 680 Ω /0,125 W
R6	- 1 k Ω /0,125 W
R35	- 2 k Ω /0,125 W
R1, R7	- 2,2 k Ω /0,125 W
R15	- 4,7 k Ω /0,125 W
R4, R5,	
R14,	- 10 k Ω /0,125 W
R2	- 1 M Ω /0,125 W
FR1	- fotorezystor RP 130 (RP 135)
C4	- 20 pF KCP
C3	- 30 pF KCP
C2, C7,	- 100 nF/100 V MKSE-018-02

C8, C9,	
C11, C12	- 100 nF/100 V MKSE-018-02
C1	- 1 μ F/63 V 04/U
C6	- 4,7 μ F/16 V 04/U
C10	- 470 μ F/16 V 04/U
C13	- 2200 μ F/16 V 04/U
C5	- trymer 5/30 pF
L1	- dławik miniaturowy 100÷1000 μ H
TS	- transformator sieciowy o napięciu wtórnym 7÷10 V np. TS 5/14
Gł	- przetwornik piezoelektryczny
płytką drukowaną numer 210	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 9,90 zł (99.000 zł) + koszty wysyłki.

W następnym numerze podamy cenę układu EPROM zawierającego program. Układ będzie można zamawiać za zaliczeniem pocztowym.

Dokończenie w następnym numerze.

Impulsowe światło do roweru

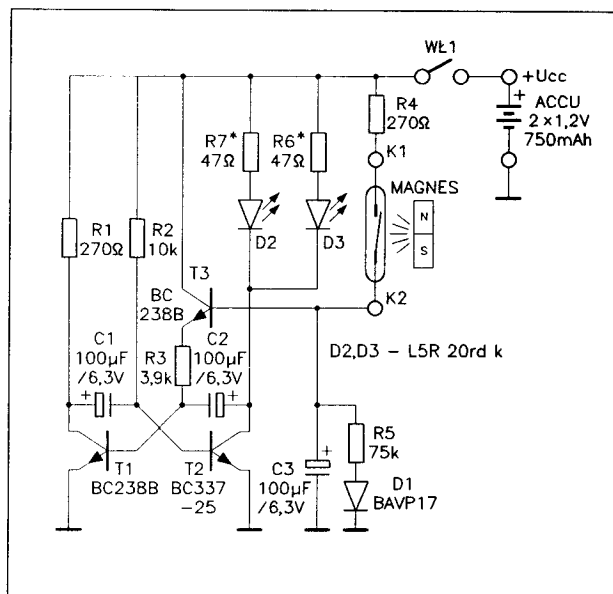
Jazda rowerem jest znacznie przyjemniejsza od jazdy samochodem. Gdy poruszamy się tym pojazdem po drogach publicznych, oprócz przyjemności dochodzi jeszcze dreszczyk emocji. Emocje te wzrastają gdy zmuszeni jesteśmy jechać rowerem wieczorem, lub w nocy. Prawidłowo oświetlony rowerzysta ma większą szansę na bezpieczną jazdę. Wzbogacenie wyposażenia roweru w dodatkowe, impulsowe światło tylne, na pewno zwiększy nasze bezpieczeństwo.

Z własnego doświadczenia wiem, że uwaga kierowcy jest bardziej zwrócona, gdy przed samochodem zauważy migające światło. Tylne światła w rowerach nie zawsze odbierane są przez kierowców jako światła poruszającego się pojazdu. Bardzo często przypuszczamy, że jest to światło odbłaskowe zaparkowanego na poboczu samochodu. Impulsowe światło jest zauważalne szybciej i bardziej intryguje kierowcę, jadącego za tym światłem. Ważne jest aby światło to było koloru czerwonego, lub pomarańczowego. Kolory te są używane do sygnalizacji ostrzegawczej lub informacyjnej (STOP lub kierunkowskazy).

Pamiętajmy, że droga hamowania samochodu osobowego, rozpędzonego do prędkości kilkudziesięciu kilometrów na godzinę, wynosi kilkadziesiąt metrów. Zauważone wcześniej światło, poprzedzające pojazd, zmusza kierowcę do większej aktywności i ostrożności przy wymijaniu, lub wyprzedzaniu.

Opis układu

Układ impulsatora świateł zbudowany został jako multiwibrator astabilny. Elementami świetlnymi są diody elektroluminescencyjne typu LED o dużej jasności świecenia. Układ zasilany jest z baterii albo akumulatorków NiCd i jest niezależny od zasilania roweru (dynamo). Zastosowanie niezależnego zasilania wydatnie zmniejsza wysiłek podczas jazdy (włączenie dynamy powoduje powstanie dużych oporów) i zapewnia zasilanie podczas postoju rowerzysty. Schemat ideowy układu impulsatora przedstawia rysunek 1.



Rys. 1 Schemat ideowy impulsatora

W impulsatorze zastosowano multiwibrator zbudowany na tranzystorach T1 i T2. W kolektorze T2 jako obciążenie umieszczono dwie równolegle połączone diody świecące. Czas trwania błysku zależy od stałej czasowej R3, C2, a czas przerwy pomiędzy błyskami od stałej czasowej R2, C1. Przy podanych wartościach elementów czas trwania błysku jest około trzy razy krótszy od czasu przerwy.

Rezystor R2 podłączony jest bezpośrednio do zasilania układu, natomiast R3 jest dołączony przez, pracujący jako wtórnik, tranzystor T3. Prąd płynący przez rezystor R3 i ładujący kondensator C2 zależy od napięcia doprowadzonego do bazy tranzystora T3. Jeżeli napięcie na bazie T3 jest bliskie napięciu zasilania czas ładowania kondensatora C2 jest najkrótszy. Natomiast zmniejszanie napięcia na bazie T3 powoduje wzrost czasu ładowania kondensatora C2, a zarazem wzrost czasu świecenia diod D2 i D3. Warto zauważyć, że czas przerwy pomiędzy błyskami diod jest w przybliżeniu stały. Jeżeli napięcie na bazie T3 będzie mniejsze niż ok. 1,2 V drgania w multiwibratorze zostaną zerwane i diody będą się świecić ciągle.

W bazie T3 umieszczony został człon czasowy R5, C3. Kondensator C3 jest ładowany przez rezystor R4 i zwarte styki kontaktronu. Stała czasowa ładowania kondensatora C3 jest bardzo mała i nawet pojedyncze zwarcie styków kontaktronu spowoduje naładowanie się kondensatora C3 do napięcia zasilania. W chwili gdy styki kontaktronu zostaną rozwarne (w czasie postoju

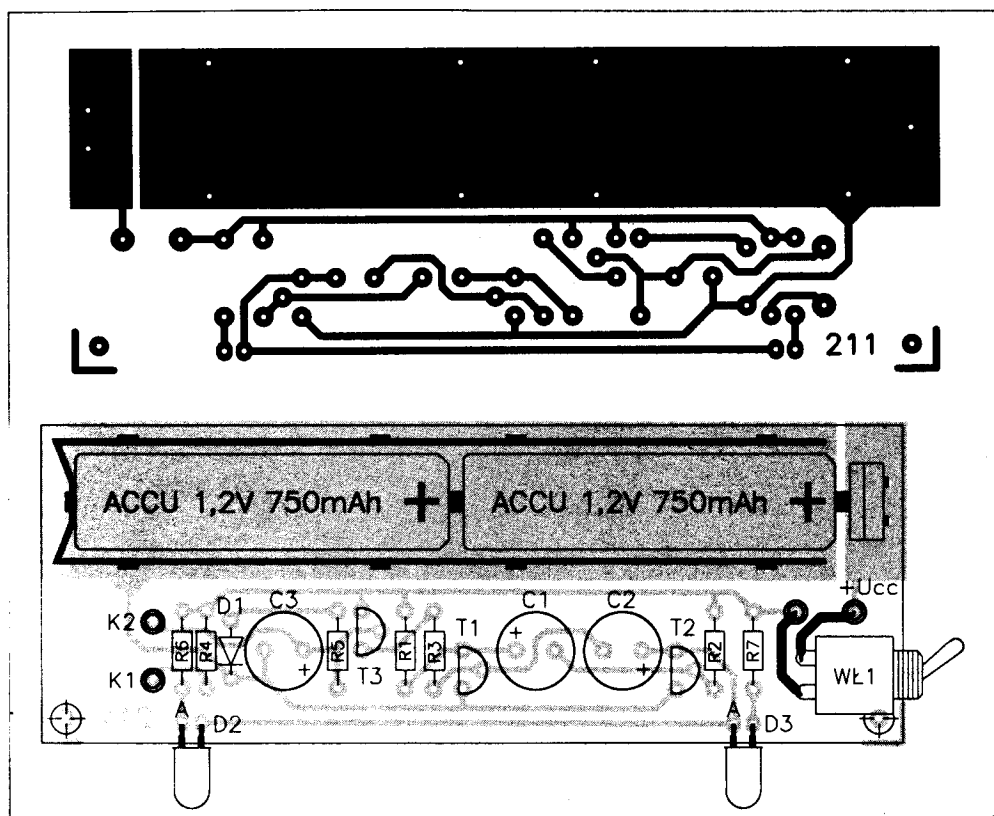
roweru) kondensator C3 rozładowuje się powoli przez rezystor R5 i diodę D1, a także przez obwód bazy tranzystora T3. Powoduje to powolne (ok. 3 sek.) rozładowanie kondensatora C3. Obniżające się na kondensatorze C3 napięcie sprawia, że błyski diod D2 i D3 stają się dłuższe, aż do ciągłego świecenia diod.

Tak działa elektronika. W praktyce oznacza to, że gdy rower porusza się (jedzie), magnes umieszczony na kole powoduje włączanie styków kontaktronu i układ elektroniczny wyzwala błyski diod niezależne od szybkości jazdy. Gdy rower stanie, układ czasowy R5, C3 zacznie działać i impulsy świecenia diod zaczną wydłużać się, aż do całkowitego zapalenia się diod. Tak działający układ jest potrzebny w sytuacji, gdy rowerzysta jadący w nocy dojedzie do zamkniętego, nieoświetlonego przejazdu kolejowego. Światło impulsowe zmieni tryb pracy w światło stałe. Po ruszeniu, światło to natychmiast zmienia się w impulsowe.

Montaż i uruchomienie

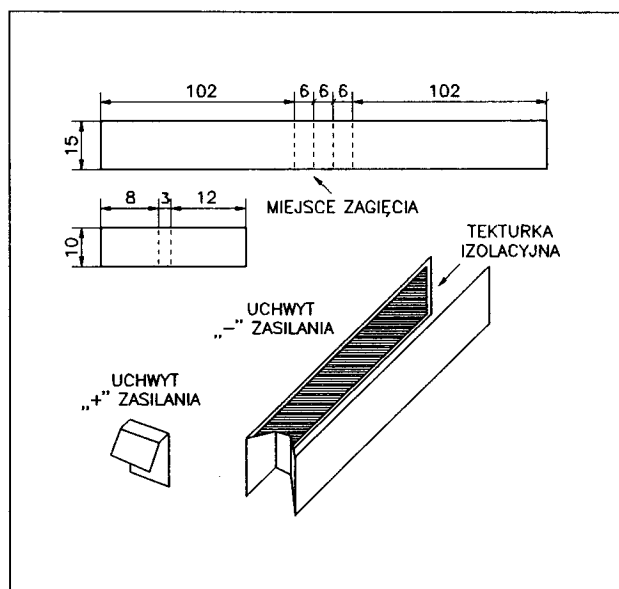
Płytką drukowaną impulsatora świateł, zaprojektowana została w taki sposób, aby można było na niej umieścić diody świecące oraz baterie zasilające. Schemat płytki oraz rysunek montażowy znajduje się na rysunku 2.

Montaż płytki zaczynamy od zamontowania elementów elektronicznych, pamiętając aby diody świecące umieszczone były w sposób umożliwiający zamontowanie ich w obudowie całego urządzenia.

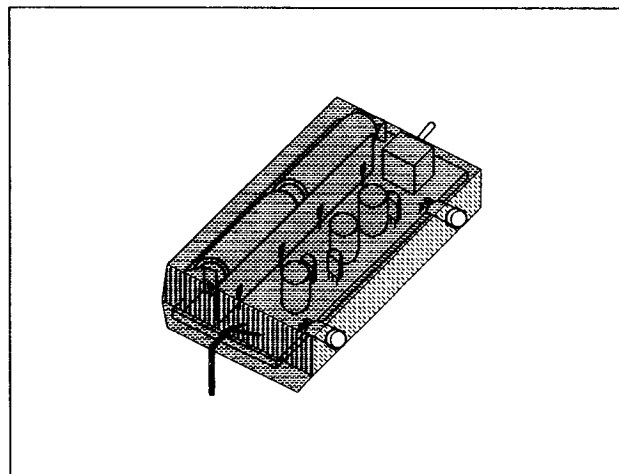


Rys. 2 Schemat płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów

Po wmontowaniu elementów elektronicznych, przystępujemy do montażu uchwytów baterii. Uchwyty te należy wykonać z blachki ocynkowanej o grubości 0,2 – 0,5 mm. Sposób wykonania tych uchwytów, i ich wymiary wyjaśnia rysunek 3. W celu ułatwienia wykonania uchwytów, pominięte zostały nóżki do przymocowania w płytce drukowanej. W otwory przewidziane na płytce do zamontowania uchwytów, wlutowujemy nóżki od kondensatorów ceramicznych o średnicy 0,8 mm. Łatwo lutujące się i sztywne nóżki wzmocnią konstrukcję pojemnika na baterię.



Rys. 3 Wygląd pojemnika na baterie



Rys. 4 Wygląd kompletnego urządzenia

Ukształtowane wcześniej uchwyty przykładamy do płytki drukowanej w taki sposób aby nóżki mocujące, znajdujące się w tej płytce, przylutować do zewnętrznych ścianek tych uchwytów. Tak zamocowane uchwyty stanowią zarówno styki łączące baterie, jak i pojemnik na baterię (uchwyt minusa). Od strony wewnętrznej uchwytu minusa, należy wkleić należy izolacyjną. Niektóre baterie, biegun minusa mają połączony z obudową. Rysunek 4 przedstawia całe urządzenie. Zastosowana obudowa z sztucznego tworzywa, powinna mieć wywiercone otwory do zamocowania całego urządzenia pod siodełkiem roweru lub na bagażniku. Otwory do włożenia zamontowanych w płytkę diod świecących, oraz otwór do wyprowadzenia przewodu łączącego kontaktron. Wielkość otworów pod diody, zależy jest od typu zastosowanych diod świecących.

W prototypie redakcyjnym zastosowane zostały diody o dużej jasności świecenia, o średnicy 5 mm. Widoczność świecenia diod zależy jest od oświetlenia zewnętrznego. W ciemności diody te widoczne były w odległości ok. 100 m. Zastosowanie diod o hiper jasności świecenia ($2000 \div 3000$ mcd przy $I_f = 20$ mA) znacznie podnosi koszty zbudowania tego urządzenia, ale powoduje zwiększenie zasięgu ponad 100 m.

Kontaktron z przewodem, oraz magnes do przymocowania na szprychę rowerową, wykonać można we własnym zakresie lub zakupić gotowe wyposażenie dodatkowe do elektronicznego prędkościomierza rowerowego. Baterie zasilające powinny być bateriami alkalicznymi o zwiększonej trwałości. Zastosowanie akumulatorów NiCd 1,2 V/750 mAh daje nam komfort dłuższej i skuteczniejszej pracy urządzenia, przy niskich kosztach eksploatacji. Cena jednego akumulatora wynosi ok. 5,50 zł czyli jest dziesięć razy wyższa od ceny dobrej jakości baterii. Akumulator "wytrzymuje" 1000 cykli ładowania.

Prawidłowo zmontowany układ nie wymaga uruchomienia. Po włączeniu zasilania działa natychmiast. Wartość rezystorów R6, R7 dobieramy w zależności od zastosowanych diod świecących. Przy podanych na schemacie wartościach R6 i R7 prąd przepływający przez każdą z diod świecących wynosi ok. 20 mA.

Wykaz elementów

T1, T3	- BC 238B lub dowolny npn $h_{21} \geq 250$
T2	- BC 337-25
D1	- BAVP 17÷21 (1N4148)
D2, D3	- LED czerwona ($\phi 5$ mm: L-53SRC/B, L-53SRC/C, L-53SRC/D; $\phi 10$ mm: L-813SRC/B, L-813SRC/C, L-813SRC/E)
R6, R7	- 47 Ω /0,25 W
R1, R4	- 270 Ω /0,125 W
R3	- 3,9 k Ω /0,125 W
R2	- 10 k Ω /0,125 W
R5	- 75 k Ω /0,125 W
C1÷C3	- 100 μ F/6,3 V 04/U
WŁ1	- włącznik miniatury bistabilny
Akumulator	- 2szt. ACCU 1,2 V/750 mAh
kontaktron	- miniatury, typ dowolny
płytki drukowane numer 211	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 1,78 zł (17.800 zł) + koszty wysyłki.

◇ Ireneusz Konieczny

Wzmacniacz mocy – modyfikacja

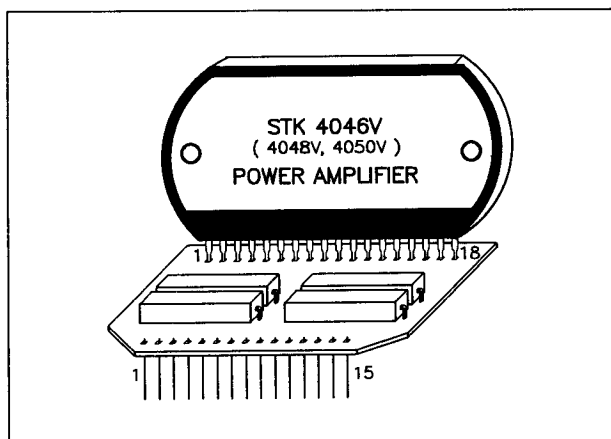
Opublikowanie w numerze 8/94 Praktycznego Elektronika opisu wzmacniacza mocy zbudowanego na układach hybrydowych serii STK wzbudziło duże zainteresowanie Czytelników. Duża liczba osób, które podjęły się budowy tego wzmacniacza wykupiła większość układów STK 4042V dostępnych w kraju. W listach kierowanych do redakcji pojawiły się więc pytania o zamienniki układów STK 4042V. Listę zamienników zamieściliśmy w numerze 4/95 PE. Oprócz "zamienników" o mniejszej mocy wyjściowej, pasujących dokładnie do płytki drukowanej numer 158, podaliśmy także inne układy z tej rodziny o mocach wyjściowych 120, 150, 200 W. Niestety układy te nie nadają się do bezpośredniego montażu w płytkę drukowaną numer 158 wzmacniacza mocy.

Spowodowało to następną lawinę listów z prośbami o opublikowanie płytki drukowanej pozwalającej na montaż układów o wyższych mocach. Postanowiliśmy definitywnie zakończyć ten temat i opracowaliśmy prostą płytkę pośredniczącą, w którą montuje się jeden z układów STK 4046V, 4048V, 4050V posiadający 18 wyprowadzeń, oraz cztery rezystory 0,22 Ω /5 W. Następnie zmontowaną płytkę można wlotować w miejsce układu hybrydowego na płytce drukowanej numer 158.

Wartości zastosowanych elementów można znaleźć na rysunku 2 PE 4/95 (schemat aplikacyjny). Chcąc uzyskać odpowiednio większą moc wyjściową należy zastosować transformator o wyższym napięciu wyjściowym. Napięcie na prostowniku przy biegu jałowym pod żadnym pozorem nie może przekraczać wartości maksymalnej dla danego typu układu scalonego podanej w tabeli PE 4/95. Wartość napięcia na prostowniku przy pełnej mocy wyjściowej nie powinna być mniejsza niż podana w zalecanych warunkach pracy. W zasilaczu należy także zmienić wartości bezpieczników topikowych na: 4 A dla mocy wyjściowej 100 W, 6,3 A dla mocy wyjściowej 150 W i na 8 A dla mocy wyjściowej 200 W.

Wyższe napięcie zasilania wymusza stosowanie kondensatorów elektrolitycznych o wyższych napięciach znamionowych (100 V). Dotyczy to kondensatorów C5,

C6, C11, C12, C13, C14, C17, C18, C19, C20, C23, C24, C29, C30, C31, C32 (numeracja zgodna z wykazem elementów PE 8/94). Wskazane jest także zwiększenie pojemności kondensatorów C29, C30, C31, C32 do wartości 6800 μ F/100 V dla wzmacniacza z układem STK 4046V i do wartości 10000 μ F/100 V dla wzmacniacza z układem STK 4048V i STK 4050V.



Rys. 2 Sposób montażu układu STK 4046V ÷ STK 4050V

Układy scalone muszą być wyposażone w odpowiednio większe radiatory. Dla mocy wyjściowej 100 W stosuje się radiator wykonany z kształtownika PA38A4291-Kęty (radiator jednostronnie żebrowany) o długości 110 mm, dla mocy 150 W 170 mm, a dla mocy 200 W 230 mm. We wzmacniaczu o mocy wyjściowej 200 W wskazane jest stosowanie wymuszonego obiegu powietrza chłodzącego przy pomocy wentylatora.

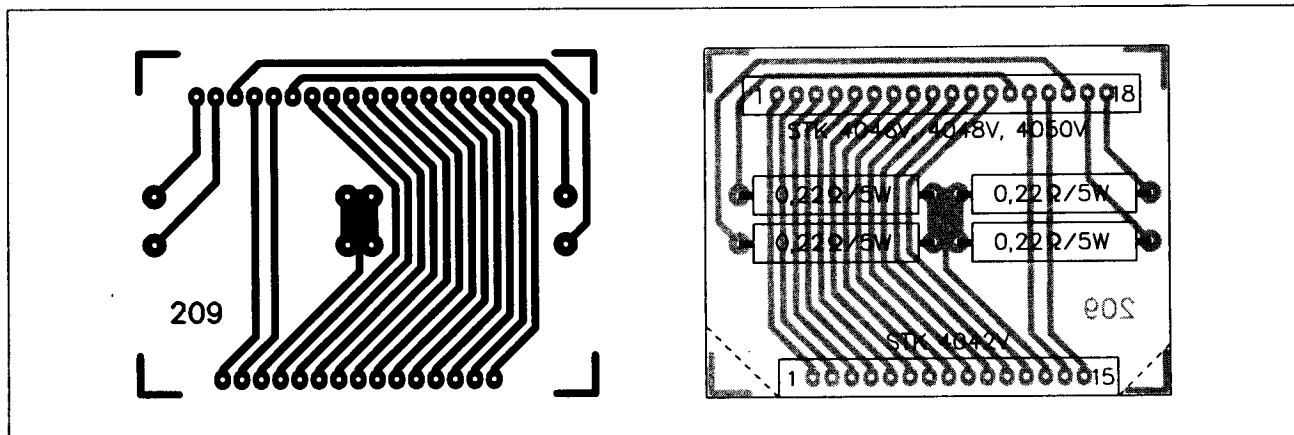
Podczas uruchamiania wzmacniacza należy zachować szczególną ostrożność, gdyż wysokie napięcia zasilające stanowią zagrożenie dla życia.

Płytkę drukowaną **numer 209**.

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena 1,09 zł (10.900 zł) + koszty wysyłki.

Redakcja



Rys. 1 Schemat płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów

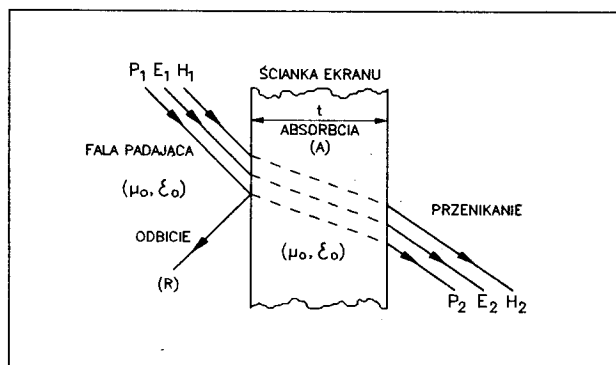
Zakłócenia i ich redukcja cz. 2

Ekranowanie

Ekranowanie stosuje się do zredukowania promieniowanej energii zakłóceń lub do zabezpieczenia obwodu przed zakłóceniami zewnętrznymi. W pierwszej kolejności kojarzy się z przewodami ekranowanymi, a w dalszej z ekranami z blach metalowych. Ściśle z ekranowaniem związane jest uziemianie.

Ogólne podstawy ekranowania

Ekranem nazwiemy zamkniętą powierzchnię przewodzącą prąd elektryczny. Ekran może być usytuowany wokół elementów, układów, kompletnych urządzeń lub przewodów i linii transmisyjnych. Ścianka metalowa może być traktowana jako ekran elektrostatyczny – zmniejszający sprzężenie między obwodami za pomocą pola elektrycznego. Okazuje się, że jest to słuszne dla prądu stałego (wtedy nie ma sprzężenia zakłóceń) i ewentualnie dla prądów o niskich częstotliwościach. Do rozważenia właściwości ekranowania można zastosować zasady przenikania energii promieniowanej analogiczne do stosowanych w optyce. Ilustrację tego ujęcia przedstawiono na rys. 1.



Rys. 1 Fizyczne właściwości ekranowania

Wektory P_1 , E_1 , H_1 przedstawiają odpowiednio moc (energie), natężenie pola elektrycznego i natężenie pola magnetycznego fali dochodzącej do ekranu. Wektory P_2 , E_2 , H_2 dotyczą parametrów fali jaka przenika przez ekran. Energia fali przenikającej jest pomniejszona o energię odbitą od ekranu (R) i energię pochłoniętą przez ekran (A). Odbicie energii można porównać ze światłem odbijanym przez lustro. Energia pochłonięta wydzielana jest w ekranie w postaci ciepła wskutek przepływu w nim indukowanego prądu.

Parametrem określającym właściwości ekranowania jest skuteczność ekranowania. Podaje się ją w decybelach [dB], co pozwala na dodawanie współczynników skuteczności ekranowania uzyskiwanego przez efekty różnych działań lub ekranów w celu uzyskania skuteczności wypadkowej. Skuteczność ekranowania może być przedstawiona jako energia zatrzymana przez ekran.

$$S[\text{dB}] = R + A$$

gdzie:

R – energia fali odbitej [dB]

A – energia pochłonięta [dB]

Dla wielkich częstotliwości skuteczność definiuje się jako tłumienie gęstości mocy fali przechodzącej przez ekran.

$$S_p[\text{dB}] = 10 \lg(P_1/P_2)$$

Przy małych częstotliwościach, a także przy małych odległościach od źródła promieniowania należy osobno rozpatrywać pola elektryczne i magnetyczne. Skuteczność ekranowania określa się wówczas także oddzielnie dla pola elektrycznego i pola magnetycznego.

$$S_E[\text{dB}] = 20 \lg(E_1/E_2)$$

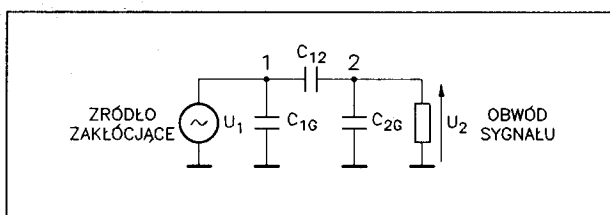
$$S_H[\text{dB}] = 20 \lg(H_1/H_2)$$

Za obszar bliski źródła promieniowania uważa się obszar odległy od źródła na odległość mniejszą od długości fali. Nie wnikając dalej w rozważania teoretyczne należy stwierdzić, że dobry ekran zapewnia swą skuteczność głównie przez odbicie energii.

Skuteczne działanie ekranu uzyskuje się po jego uziemieniu. Uziemieniem nazywamy punkt lub płaszczyznę ekwipotencjalną (o stałym potencjale), służącą jako napięcie odniesienia dla obwodu elektrycznego. Często uziemienie nie połączone z ziemią nazywane jest "masą". Właściwe uziemienie uzyskuje się przez połączenie obwodu odniesienia z ziemią. Do tzw. masy łączone są zazwyczaj wszystkie części metalowe urządzenia.

Ekranowanie przewodów

Ekranuje się przewody dla zredukowania przenikania do nich energii pola elektromagnetycznego lub dla zredukowania promieniowanej przez nie energii. Rozpatruje się oddzielnie zagadnienia związane ze sprzężeniem pojemnościowym (pole elektryczne) i sprzężeniem indukcyjnym (pole magnetyczne). Na początek rozważymy sprzężenie pojemnościowe, którego schemat zastępczy przedstawia rys. 2.



Rys. 2 Schemat zastępczy sprzężenia pojemnościowego

Węzeł 1 odpowiada przewodowi do którego jest podłączone źródło napięcia zakłócającego U_1 względem ziemi. C_{1G} reprezentuje pojemność tego przewodu względem ziemi. Węzeł 2 odpowiada przewodowi sprzężonemu z poprzednim poprzez pojemność C_{12} . Pojemność C_{2G} to pojemność przewodu 2 względem ziemi, a rezystancja R to wypadkowa rezystancja podłączona do tego przewodu (równoległe połączenie rezystancji wyjściowej źródła sygnału i rezystancji wejściowej np. wzmacniacza). Napięcie U_2 to napięcie zakłóceń powstałe w przewodzie 2. Dla niskich częstotliwości rezystancja R jest mniejsza od reaktancji pojemności C_{2G} i napięcie U_2 jest określone następującym wzorem:

$$U_2 = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot R \cdot C_{12} \cdot U_1$$

Napięcie zakłóceń U_2 jest wprost proporcjonalne do częstotliwości f , rezystancji R , pojemności C_{12} i napięcia zakłócającego U_1 .

Zwykle nie mamy wpływu na wielkość napięcia i częstotliwość źródła zakłócającego. Napięcie zakłóceń możemy zmniejszyć przez zmniejszenie rezystancji R lub pojemności C_{12} . Pojemność C_{12} można zmniejszyć przez odpowiednie usytuowanie obu przewodów, odsunięcie ich od siebie i najbardziej nas interesujące ekranowanie.

Kiedy reaktancja pojemności C_{2G} jest mniejsza od rezystancji R co ma miejsce przy wielkich częstotliwościach napięcie zakłóceń U_2 określa niżej przedstawiony wzór:

$$U_2 = [C_{12}/(C_{12} + C_{2G})]U_1$$

Pojemności C_{12} i C_{2G} tworzą dzielnik pojemnościowy. Napięcie zakłóceń zależy teraz jedynie od ich wielkości. Ekranowanie daje efekt zmniejszenia pojemności C_{12} i często zwiększenia C_{2G} .

Idealny ekran założony na przewód 2 i uziemiony redukuje napięcie zakłóceń do zera. Efekt ten pogarsza część przewodu 2 jaka musi wystawać z ekranu w celu połączenia ze źródłem sygnału i obciążeniem. Jeżeli ekran jest wykonany w formie oplotu, jego otwory także powodują zmniejszenie skuteczności ekranowania. Dla zapewnienia dobrego ekranowania pola elektrycznego niezbędne jest:

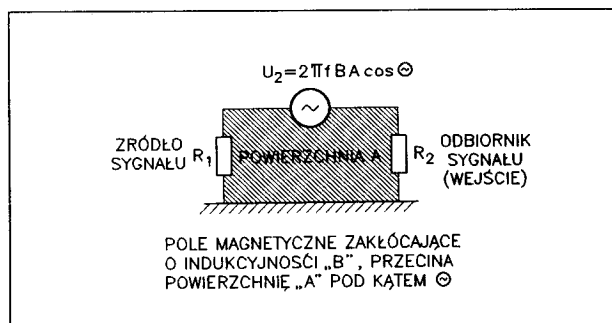
- 1) zminimalizowanie długości przewodu środkowego wystającego poza ekran,
- 2) zapewnienie dobrego uziemienia ekranu (mała rezystancja lub impedancja w pełnym zakresie częstotliwości pracy i częstotliwości zakłócających),
- 3) zapewnienie ciągłości ekranu (ekran z folii Al lub ekrany podwójne oplot + folia).

Zastanowimy się teraz nad sprzężeniem indukcyjnym (za pośrednictwem pola magnetycznego). Jak przedstawiono w pierwszej części artykułu pole magnetyczne sprzęgające jest reprezentowane przez indukcyjność wzajemną M_{12} , a indukowane napięcie zakłóceń określa wzór:

$$U_2 = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot M_{12} \cdot I_1$$

I_1 oznacza prąd w obwodzie zakłócającym, a f jego częstotliwość. M_{12} zależy od struktury geometrycznej obwodów i właściwości magnetycznych ośrodka między nimi.

Dodatkowy pogląd na sprzężenie indukcyjne daje przedstawienie obwodu zakłócanego w formie zamkniętej pętli, przez którą przenika pole magnetyczne sinusoidalnie zmienne o indukcji B .



Rys. 3 Obwód zakłócany jako pętla magnetyczna

Napięcie zakłóceń określa teraz wzór:

$$U_2 = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot B \cdot A \cdot \cos \Theta$$

We wzorze tym B oznacza wartość skuteczną indukcji magnetycznej, A jest powierzchnią zamkniętej pętli, a Θ jest kątem pod jakim indukcja przecina powierzchnię pętli. Występowanie częstotliwości f w obu tych wzorach wskazuje, że indukowane napięcie zakłóceń jest wprost proporcjonalne do częstotliwości. W celu zmniejszenia napięcia zakłóceń powinny ulec zmniejszeniu B , A lub $\cos \Theta$.

Czynnik B można zmniejszyć przez fizyczną separację obwodów bądź przez skręcenie przewodów źródła zakłóceń pod warunkiem, że prąd będzie wówczas przepływał przez skręconą parę przewodów, a nie przez płaszczyznę ziemi. Skręcenie przewodów powoduje, że pola B od każdego z przewodów znoszą się wzajemnie. Powierzchnia pętli obwodu zakłócanego może zostać zmniejszona przez umieszczenie przewodu bliżej powierzchni ziemi (jeśli prąd powrotny przepływa płaszczyzną ziemi) lub przez zastosowanie dwóch przewodów skręconych razem (jeśli prąd powrotny płynie jednym z pary przewodów). Czynniki $\cos \Theta$ można zmniejszyć przez odpowiednie usytuowanie obwodów źródła zakłóceń i obwodu zakłócanego.

Należy zwrócić uwagę na zasadnicze różnice między sprzężeniami indukcyjnym i pojemnościowym. Redukowanie impedancji obwodu odbiornika w przypadku sprzężenia magnetycznego nie zmniejsza przenikania pola, jak to ma miejsce przy sprzężeniu pojemnościowym. W przypadku sprzężenia magnetycznego napięcie zakłóceń jest wytwarzane szeregowo z przewodami obwodu zakłócanego, natomiast przy sprzężeniu pojemnościowym powstaje ono między przewodem odbiornika a ziemią (równoległe).

Umieszczenie nieuziemionego i niemagnetycznego ekranu wokół przewodu 2 nie ma żadnego wpływu

na napięcie zakłóceń indukowane w przewodzie 2. Nie zmienia tej sytuacji uziemienie jednego z końców ekranu.

Przed dalszym rozpatrywaniem ekranowania magnetycznego należy rozpatrzyć sprzężenie magnetyczne między ekranem i przewodem wewnętrznym. Zakładamy że ekran wykonany jest z materiału niemagnetycznego, tak praktycznie jest wykonany każdy przewód ekranowany. Okazuje się, że indukcyjność wzajemna między ekranem a przewodem wewnętrznym jest równa indukcyjności własnej ekranu.

$$M = L_s$$

Można teraz określić napięcie jakie indukuje się w przewodzie wewnętrznym wskutek przepływu prądu w ekranie. Sytuacja ta wystąpi po uziemieniu obu końców ekranu. Nie przytaczając nudnych i skomplikowanych wzorów można stwierdzić, że napięcie zakłóceń przewodu środkowego jest równe 0 dla prądu stałego i wzrasta do wartości zbliżonej do napięcia indukowanego w ekranie dla częstotliwości większych od tzw. częstotliwości granicznej ekranu. Dla większości kabli ekranowanych częstotliwość graniczna wynosi kilka kHz.

Aby zapobiec promieniowaniu przewodu traktowanego jako źródło zakłóceń można go ekranować. Jeśli w ekranie spowoduje się przepływ prądu równego i przeciwnie skierowanego niż w przewodzie wewnętrznym, to wytworzy on równe lecz przeciwnie skierowane zewnętrzne pole magnetyczne. Pole to znosi się z polem magnetycznym wytworzonym przez przewód wewnętrzny na zewnątrz ekranu. Przepływ prądu powrotnego przez ekran uzyskuje się przy częstotliwościach wysokich nawet przy uziemieniu obu końców ekranu. Przy częstotliwościach niskich uziemienie obu końców ekranu może bocznikować ekran i zmniejszyć prąd płynący w ekranie. Przy niskich częstotliwościach wskazane jest uziemienie tylko jednego końca ekranu.

Najlepszym sposobem na zredukowanie napięcia zakłóceń indukowanego za pośrednictwem pola magnetycznego jest zmniejszenie pola powierzchni pętli. Ważne znaczenie ma droga, jaką wybiera prąd powracający do źródła. Jeśli niemagnetyczny ekran umieszczony wokół przewodu powoduje powrót prądu drogą zamykającą mniejszą powierzchnię to daje on zabezpieczenie przed wpływem pola magnetycznego. Zabezpieczenie to jest wywołane jedynie zmniejszeniem powierzchni pętli, a nie właściwościami ekranującymi – podobnie jak w przypadku poprzednim. Gdy obwód jest uziemiony na obu końcach, wówczas jest możliwe jedynie ograniczone zabezpieczenie przed polem magnetycznym, gdyż w pętli uziemienia jest indukowany duży prąd zakłóceń. Dotyczy to zwłaszcza niskich częstotliwości. Przy częstotliwościach wysokich w zasadzie cały prąd powrotny zamyka się w ekranie. W celu maksymalnego zabezpieczenia przy małych częstotliwościach ekran nie powinien stanowić jednego z przewodów sygnału, a jeden koniec obwodu musi być izolowany od ziemi.

Podsumowując dużo łatwiej jest zabezpieczyć się przed polami elektrycznymi niż przed polami ma-

gnetycznymi. Zastosowanie ekranów niemagnetycznych wokół przewodów nie zapewnia ekranowania magnetycznego. Przy małych częstotliwościach należy stosować ekranowaną parę przewodów skręconych lub kabel podwójnie ekranowany (dwa ekrany odizolowane od siebie), ponieważ tylko te dwa rodzaje przewodów pozwalają na oddzielenie drogi sygnału i indukowanych w zewnętrznym ekranie zakłóceń.

Ekranowanie blachami metalowymi

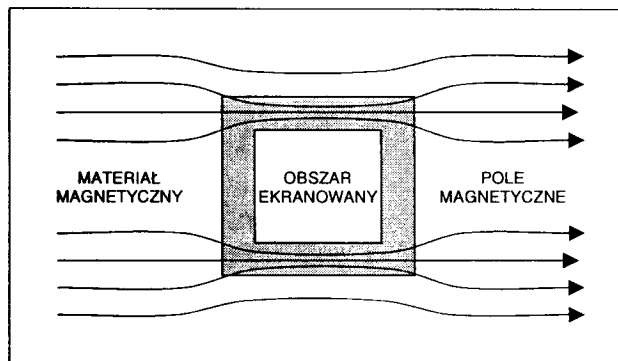
Jak już stwierdzono wcześniej ekranowanie stosowane wewnątrz urządzeń dotyczy promieniowania pola bliskiego i powinno być rozpatrywane osobno dla pola elektrycznego i osobno dla pola magnetycznego. Teoretycznie rozważa się ekranowanie wprowadzane przez płaską płytkę z materiału przewodzącego. Zależności uzyskane dla płaskiej płyty są użyteczne do szacowania względnej zdolności ekranowania różnych materiałów i różnych ekranów.

W ekranach pracujących przy wielkich częstotliwościach trzeba zwrócić uwagę na ograniczoną głębokość wnikania prądu, tzw. efekt naskórkowości. Polega on na tym, że prąd wielkiej częstotliwości płynie w przeważającej części jedynie po powierzchni materiału przewodzącego. Jest to ściśle związane z głębokością wnikania pola elektromagnetycznego i daje w efekcie tłumienie pola elektromagnetycznego. Zależy ono od właściwości przewodnościowych materiału, jego właściwości magnetycznych i grubości. Głębokość wnikania maleje ze wzrostem częstotliwości. Tłumienie pola elektromagnetycznego można interpretować jako straty pochłaniania. Przykładowo cienka blacha miedziana (0,5 mm) wprowadza przy częstotliwości 1 MHz straty rzędu 66 dB, ale praktycznie biorąc nie wprowadza żadnych strat przy częstotliwościach mniejszych od 1 kHz. Większe straty pochłaniania uzyskuje się przy stosowaniu blachy stalowej. Blacha stalowa o grubości 0,5 mm zapewnia tłumienie rzędu kilkunastu dB przy częstotliwości 1 kHz. Przy tej samej częstotliwości blacha stalowa o grubości 3,2 mm zapewnia straty rzędu 100 dB.

Straty odbicia powstają na granicy dwóch ośrodków o różnych właściwościach. Przy ekranowaniu będzie to przejście fali elektromagnetycznej z powietrza lub innego dielektryku do materiału przewodzącego ekranu i następnie wyjście z ekranu metalowego do środowiska dielektrycznego. Odbicie wystąpi na obu tych granicach. Jeśli grubość ekranu jest porównywalna z głębokością wnikania lub mniejsza, to pojawiają się wielokrotne odbicia między powierzchniami granicznymi dzięki małym stratom pochłaniania w ekranie. Okazuje się, że główne odbicie w przypadku pola elektrycznego występuje na granicy między powietrzem i metalem, nawet bardzo cienkie materiały powodują duże straty odbicia pola elektrycznego. W przypadku pola magnetycznego główne odbicie występuje na przejściu z metalu do powietrza i wielokrotne odbicia wewnątrz ekranu zmniejszają skuteczność ekranowania. Straty odbicia silnie zależą od kąta padania fali. Najmniejsze są dla fali padającej prostopadle do ekranu i wzrastają

ze zmniejszaniem kąta padania. Dla pól bliskich występują duże straty odbicia pola elektrycznego i bardzo małe straty odbicia dla pola magnetycznego.

Podstawowymi stratami dla pól magnetycznych małej częstotliwości są straty pochłaniania. Dodatkowe zabezpieczenie przed polami magnetycznymi małej częstotliwości można uzyskać przez wprowadzenie magnetycznej drogi bocznikującej o małej rezystancji magnetycznej kierującej pole magnetyczne wokół zabezpieczonego obwodu. Ekran tego rodzaju przedstawiono na rys. 4.



Rys. 4 Ekran z materiału magnetycznego

Jeśli jako ekran stosowany jest materiał magnetyczny to zazwyczaj wzrasta przenikalność magnetyczna μ , a maleje konduktywność (przewodność) ρ . Powoduje to następujące skutki:

- 1) wzrastają straty pochłaniania,
- 2) maleją straty odbicia.

Zwiększenie strat pochłaniania jest zaletą przy ekranowaniu pól magnetycznych o niskich częstotliwościach. W przypadku pól elektrycznych zastosowanie materiału magnetycznego jako ekranu może zmniejszyć skuteczność ekranowania.

Przy stosowaniu ekranów z materiałów magnetycznych należy brać pod uwagę następujące właściwości:

- 1) ze wzrostem częstotliwości maleje przenikalność magnetyczna,
- 2) przenikalność magnetyczna zależy od natężenia pola magnetycznego (krzywa magnesowania),
- 3) duży wpływ obróbki mechanicznej, termicznej na właściwości magnetyczne.

Wartości przenikalności podawane dla materiałów magnetycznych dotyczą zazwyczaj tzw. przenikalności statycznej (dla prądu stałego). Ze wzrostem częstotliwości przenikalność magnetyczna maleje. Im większa jest przenikalność statyczna materiału tym przy niższych częstotliwościach następuje jej zmniejszanie. Przykładowo przy częstotliwości 100 kHz tak dobre materiały magnetyczne jak mumetal i permalój mają przenikalność na poziomie stali krzemowej walcowanej na zimno. Przenikalność zależy także od natężenia pola magnetycznego. Przy dużych wartościach natężenia pola następuje nasycenie (zagięcie krzywej magnesowania) i przenikalność znacznie maleje. Zazwyczaj im większa jest przenikalność magnetyczna materiału, tym mniej-

sze jest natężenie pola powodujące nasycenie. W celu uniknięcia zjawiska nasycenia można stosować ekrany wielowarstwowe. Pierwszy ekran z materiału o mniejszej przenikalności i odpowiednio większym natężeniu nasycenia zmniejsza natężenie pola magnetycznego do takiego poziomu, przy którym nie następuje nasycenie drugiego ekranu. Dodatkową zaletą ekranów wielowarstwowych są zwiększone straty odbicia.

Skuteczność ekranów znacznie pogarszają wszystkie nieciągłości i nieszczelności. Niestety ze względów konstrukcyjnych wymagane są otwory (strojenie, prowadzenie przewodów, wentylacja itp.) jak i zamknięcia (pokrywy, zasuwki) umożliwiające dostęp serwisowy do elementów wewnątrz ekranu. Jak się okazuje z praktycznego punktu widzenia, własna skuteczność ekranowania materiału jest mniej istotna od przenikania przez złącza i otwory. Nieszczelności ekranu mają zwykle większy wpływ na przenikanie pola magnetycznego niż na przenikanie pola elektrycznego. Dlatego większy nacisk kładzie się na metody zmniejszania upływności pola magnetycznego. Zazwyczaj te same metody okazują się wystarczające dla zmniejszenia przenikania pola elektrycznego.

Wielkość przenikania wskutek nieszczelności ekranu zależy głównie od trzech czynników:

- 1) maksymalnych rozmiarów liniowych (nie powierzchni) otworu,
- 2) impedancji falowej,
- 3) częstotliwości źródła zakłóceń.

Duża liczba małych otworów powoduje mniejsze przenikanie niż duży otwór o takiej samej powierzchni całkowitej (długa szczelina). Prostokątna szczelina tworzy antenę szczelinową. Antena taka nawet jeśli jest bardzo wąska może powodować promieniowanie lub absorpcję energii, jeżeli jej długość będzie większa od $1/100$ długości fali. Maksymalne promieniowanie anteny szczelinowej występuje w sytuacji, kiedy jej długość jest równa połowie długości fali. Dodatkowe tłumienie można uzyskać przez wykonanie otworu w formie falowodu tzn. przedłużenie go jako metalowej rurki.

Przy łączeniu części składowych ekranu trzeba unikać powstawania szczelin, gdyż mogą one stać się antenami szczelinowymi. Pożądane jest stosowanie na połączeniach przewodzących uszczelki przeciwwzakłóceniovych. Prawidłowo założone uszczelki przewodzące zapobiegają przenikaniu promieniowania w zakresie częstotliwości od kilku kHz do dziesiątków GHz. Najbardziej rozpowszechniony rodzaj uszczelki przeciwwzakłóceniovych wykonany jest w formie oplotu drucianego. W celu optymalnego ekranowania obudowa powinna być pomyślana jako "szczelna elektrycznie" z uszczelkami przeciwwzakłóceniovymi.

Podsumowując należy ponownie stwierdzić, że ekranowanie pól magnetycznych jest trudniejsze od ekranowania pól elektrycznych. W celu ekranowania przed polami magnetycznymi małej częstotliwości należy stosować materiały magnetyczne. W celu ekranowania przed polami elektrycznymi i polami magnetycznymi wielkiej częstotliwości należy stosować ekrany z materiału

o dobrej przewodności elektrycznej (miedź, mosiądz, miedź srebrzona). Rzeczywista skuteczność ekranowania otrzymywana w praktyce zależy bardziej od przenikania na otworach i połączeniach niż od skuteczności

ekranowania samego materiału. Duża liczba mniejszych otworów powoduje mniejszą upływność energii niż większy otwór o takiej samej powierzchni wypadkowej.

◇ R.K.

Mikrofon bezprzewodowy

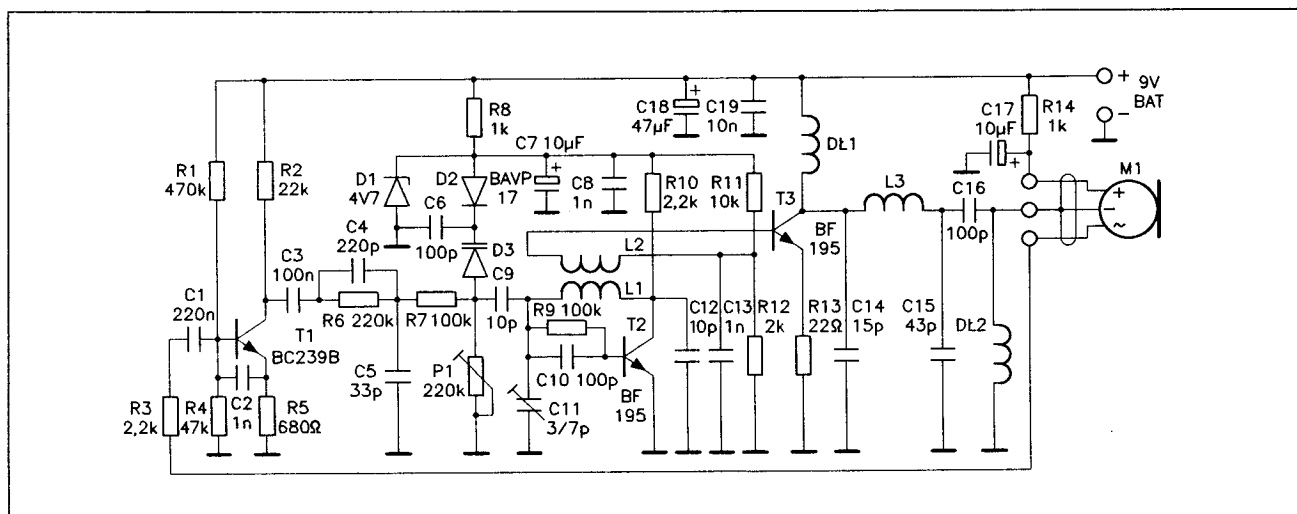
Propozycja wykonania prawie profesjonalnego mikrofonu bezprzewodowego współpracującego z mikrofonem elektretowym. W następnym numerze PE przedstawimy opis budowy odbiornika, co razem stworzy komplet do wykorzystania przy nagłośnieniu.

Opis schematu i działanie

Opisywany mikrofon bezprzewodowy składa się z płytki układu elektronicznego, mikrofonu i ekranowanego przewodu dwużyłowego. Stanowi on część nadawczą zestawu, w którym wymagany jest jeszcze odbiornik. Przewidziany jest do pracy na częstotliwości 110 MHz z wykorzystaniem modulacji częstotliwości. Do zasilania układu wykorzystana jest baterijka 9 V typu 6F22, a pobór prądu nie przekracza 6 mA. Moc wyjściowa nie powinna przekraczać 10 mW, co jednak zapewnia zasięg ponad 20 m, przy odpowiednio czułym odbiorniku. Schemat ideowy mikrofonu przedstawia rys. 1.

Układ elektroniczny mikrofonu składa się z trzech podstawowych stopni: wzmacniacza m.c.z., generatora w.c.z. modulowanego częstotliwościowo i wzmacniacza wyjściowego w.c.z.. Rozdzielenie funkcji na poszczególne stopnie pozwala na optymalizację ich działania. Szczególnie jest ważna separacja generatora w.c.z. od anteny nadawczej, dzięki czemu unika się przestrajania generatora przy zmianach położenia anteny.

Sygnal z mikrofonu doprowadzany jest do wejścia wzmacniacza m.c.z. zrealizowanego na tranzystorze T1 (BC 239B). Tranzystor ten pracuje jako wzmacniacz w układzie ze wspólnym emiterem z ujemnym sprzężeniem zwrotnym na rezystorze emiterowym R5. Z kolektora tranzystora T1 wzmocniony sygnał mikrofonowy jest podawany przez kondensator C3, układ preemfazy R6, C4 i dzielnik rezystancyjny R7, P1 do anody diody pojemnościowej D3 (BB 105G) pełniącej rolę elementu modulującego częstotliwość generatora w.c.z. Preemfaza polega na uwypuklaniu częstotliwości wysokich przy modulacji częstotliwości. Wraz z zastosowaną po stronie odbiorczej deemfazą (tłumienie częstotliwości wysokich sygnału po demodulacji) daje to efekt poprawy stosunku sygnał/szum. Rezystor nastawny P1 służy do ustawienia wielkości napięcia m.c.z. podawanego do diody pojemnościowej. Wielkość napięcia wpływa na zakres zmian pojemności diody pojemnościowej włączanej przez kondensator C9, równolegle do obwodu rezonansowego generatora i w konsekwencji na zakres zmian częstotliwości generatora. Zakres zmian częstotliwości generatora przy modulacji częstotliwości nazywa się dewiacją częstotliwości. Tak więc rezystor nastawny P1 służy do regulacji maksymalnej dewiacji częstotliwości nadawanego sygnału w.c.z. Przekroczenie douszczalnej wartości może spowodować zniekształcenia nieliniowe demodulowanego sygnału.



Rys. 1 Schemat ideowy mikrofonu bezprzewodowego

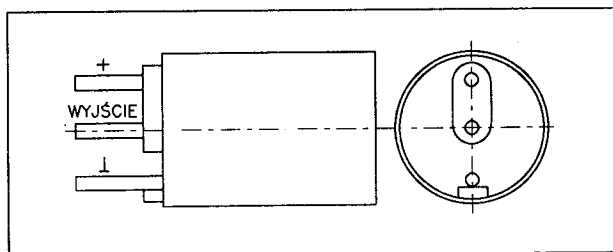
Na tranzystorze T2 (BF 195) zrealizowano generator w.c.z. pracujący w układzie z dzieloną pojemnością, zwany często generatorem Colpittsa. Tranzystor ten pracuje w układzie ze wspólnym emiterem. Zastosowano generator Colpittsa ze względu na dużą stałość częstotliwości. Zwrócono uwagę na uzyskanie dużej stałości częstotliwości generatora, aby uniknąć skomplikowanego układu stabilizacji częstotliwości. Z tego względu do zasilania generatora i polaryzacji wstępnej diody pojemnościowej zastosowano stabilizator na diodzie zenera D3 (BZP 683 C4V7). Zmniejsza się w ten sposób wpływ zmiany napięcia baterijki w miarę jej rozładowania na częstotliwość pracy generatora. Obwód rezonansowy generatora, decydujący o jego częstotliwości składa się z indukcyjności L1 i szeregowo połączonych pojemności C12 i C11. Kondensator C11 umożliwia dostrojenie obwodu przy rozrzutach pojemności egzemplarzy diody pojemnościowej.

Za pośrednictwem kondensatora C9, równolegle do C11 jest podłączona dioda pojemnościowa służąca do modulacji częstotliwości. Dioda pojemnościowa jest wstępnie polaryzowana w kierunku zaporowym napięciem z diody zenera 4,7 V podawanym przez diodę D2. Diodę D2 zastosowano w celu skompensowania wpływu zmian temperatury na pojemność diody pojemnościowej, a tym samym w celu podwyższenia stabilności częstotliwości generatora w.c.z. Napięcie uzyskiwane ze stabilizatora na diodzie zenera jest dodatkowo filtrowane kondensatorami C7 i C8. Kondensator C6 służy do podłączenia katody diody pojemnościowej do masy dla składowych prądu wielkiej częstotliwości.

Sygnał z generatora jest pobierany za pośrednictwem uzwojenia sprzęgającego L2 i podawany do stopnia wzmacniacza w.c.z. Wzmacniacz w.c.z. na tranzystorze T3 (BF 195) pracuje w układzie ze wspólnym emiterem w klasie AB. Praca w klasie AB polega na tym, że bez sygnału płynie przez tranzystor niewielki prąd. Sygnał wejściowy powoduje zmiany prądu kolektora w taki sposób, że przez czas mniejszy od połowy okresu sygnału prąd przez tranzystor przestaje płynąć. Impulsy prądu doprowadzane do obwodu rezonansowego w obwodzie kolektora tranzystora pobudzają ten obwód do drgań. Drgania uzyskają największą amplitudę jeśli częstotliwość rezonansowa obwodu będzie zgodna z częstotliwością sygnału sterującego. Polaryzację bazy tranzystora T3 zrealizowano za pomocą dzielnika rezystancyjnego R11, R12. Kondensator C13 zamyka obwód sygnału wejściowego wzmacniacza w.c.z. do masy. W emiterze tranzystora T3 znajduje się rezystor R13 dający niewielką stabilizację spoczynkowego prądu kolektora. Zasilanie kolektora T3 zrealizowano za pomocą równoległego dławika D11. Obwód wyjściowy wzmacniacza w.c.z. stanowi filtr typu II posiadający możliwość dopasowania rezystancji obciążenia (anteny) do obwodu kolektora tranzystora. Częstotliwość rezonansową tego obwodu określają: indukcyjność L3 i wypadkowa pojemność wynikająca z szeregowego połączenia pojemności C14 i C15. Dodatkową zaletą filtra typu II jest tłumienie wyższych harmoniczných sygnału wyjściowego,

a więc zmniejszenie możliwości zakłócania innych urządzeń. Przez kondensator C16 sygnał ze wzmacniacza w.c.z. podawany jest do anteny wykorzystującej ekran przewodu mikrofonowego. Ekran ten jest uziemiony dla składowych m.c.z. dławikiem D12. Dla składowych w.c.z. reaktancja dławika jest duża i uzyskuje się oddzielenie anteny od masy.

W proponowanym rozwiązaniu mikrofonu bezprzewodowego przewiduje się zastosowanie dostępnych na rynku mikrofonów elektretowych ze wzmacniaczem wewnętrznym. Mikrofony tego rodzaju są stosowane powszechnie w radiomagnetofonach kasetowych i charakteryzują się małymi wymiarami, a także dobrymi parametrami. Wymagają doprowadzenia napięcia zasilającego, ze względu na zasadę działania i zainstalowany wewnątrz wzmacniacz (wtórnik na tranzystorze polewym). Przewód mikrofonowy powinien być więc podwójnym przewodem w ekranie. Jednym przewodem doprowadzone zostanie do mikrofonu napięcie zasilające a drugim wyprowadzony z mikrofonu sygnał wyjściowy. Ekranem doprowadzony zostanie "minus" zasilania i tym samym masa sygnału m.c.z. Ekran jak podano już wcześniej będzie wykorzystany także jako antena nadawcza. Rozmieszczenie wyprowadzeń mikrofonu typu ME-61 przedstawiono na rys. 2.



Rys. 2 Mikrofon ME-61

Zasilanie mikrofonu podawane jest przez obwód filtrujący R14 i C17. Napięcie zasilające układu mikrofonu bezprzewodowego jest filtrowane kondensatorami C18 i C19. C18 pełni funkcję filtrującą dla niskich częstotliwości, a kondensator C19 dla wysokich częstotliwości. Kondensator C2 przewidziano do zablokowania sygnałów w.c.z. jakie mogą przedostać się na wejście wzmacniacza m.c.z. Podobną rolę pełni kondensator C5 filtrujący napięcie w.c.z. jakie może przechodzić do obwodu wzmacniacza m.c.z. z generatora w.c.z.

Montaż i uruchomienie

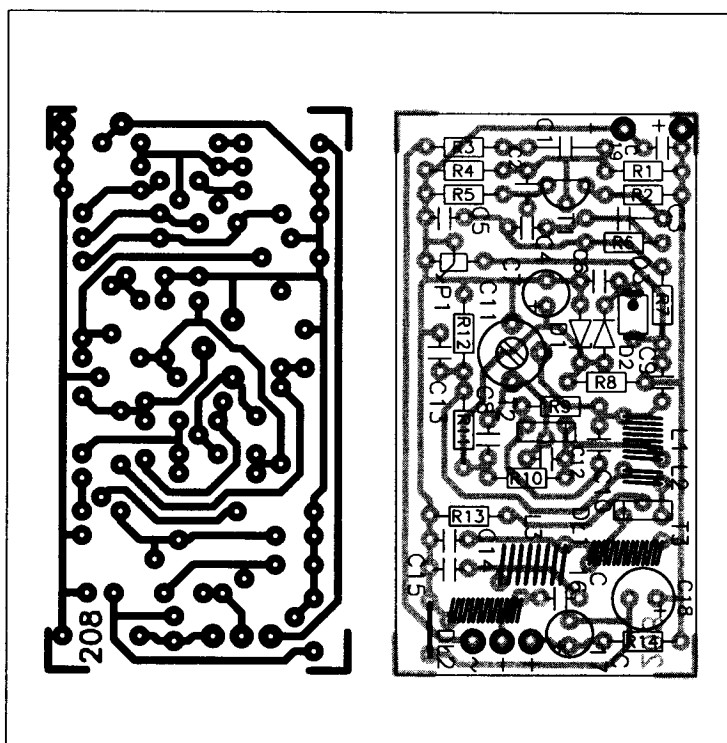
Przed montażem układu mikrofonu bezprzewodowego należy przygotować cewki i dławiki. Wszystkie cewki i dławiki są przewidziane jako powietrzne (bez karkasu i rdzenia). Cewki L1, L2 i dławiki D11, D12 należy nawinąć przewodem emaliowanym DNEul o średnicy 0,5 mm. Cewka L3 powinna być nawinięta przewodem emaliowanym DNEul o średnicy 0,7 mm. Cewki L1, L2, L3 należy nawinąć na trzpieniu (wiertle) o średnicy 5 mm. Dławiki D11, D12 należy nawinąć na trzpieniu o średnicy 3 mm.

Cewki powinny mieć następujące ilości zwojów:

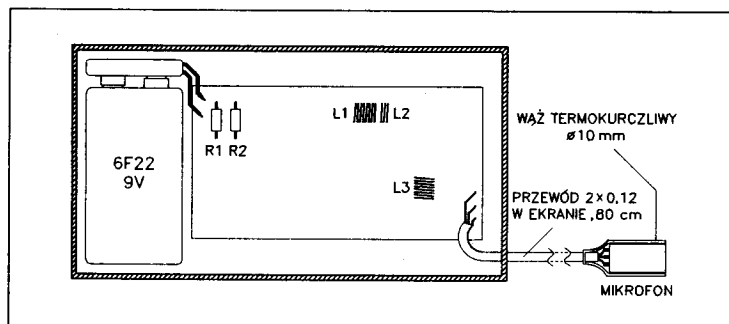
L1	– 7,5 zw.
L2	– 2,5 zw.
L3	– 7,5 zw.
Dł1, Dł2	– 15,5 zw.

Kierunki nawinięcia cewek dostosować do otworów w płytce drukowanej. Wyprowadzenia cewek bez zaginania powinny pasować do otworów w płytce drukowanej. Wymagane jest niewielkie rozciągnięcie cewek L1, L2 i L3. Przed zamontowaniem pocynować wyprowadzenia cewek. Cewki zamontować tak aby dolna część uzwojenia dotykała do płytki drukowanej. Wewnątrz uzwojeń cewek L1 i L2 włożyć pasek z pianki poliuretanowej co zmniejszy możliwy efekt mikrofonowania.

Rozwiercić do średnicy 1,3 mm otwory pod tranzystory T2 i T3. Pozwoli to na zamontowanie ich z jak najkrótszymi wyprowadzeniami. Tranzystor T1 zamontować na długość wyprowadzeń $4 \div 5$ mm. Widoki płytki drukowanej i rozmieszczenia elementów przedstawiono na rys. 3.



Rys. 3 Płytki drukowane i rozmieszczenie elementów



Rys. 4 Budowa mechaniczna mikrofonu bezprzewodowego

Jako przewód mikrofonowy proponujemy wykorzystanie przewodu giętkiego (tzw. linki) $2 \times 0,12$ w ekranie. Długość tego przewodu powinna wynosić $70 \div 80$ cm. Przewód przylutować do wyprowadzeń mikrofonu, a mikrofon wraz z początkowym odcinkiem przewodu umieścić w węży izolacyjnym termokurczliwym. Po podgrzaniu węża np. zapalniczką uzyskamy jednolity podzespół. Do mikrofonu można wymyśleć zapinkę umożliwiającą jego przypięcie np. do kłapy marynarki.

Po zmontowaniu całości sprawdzimy dokładnie, czy nie ma ewentualnych pomyłek w rozmieszczeniu elementów oraz zwarć między punktami lutowniczymi. Podłączając zasilanie (baterijkę) najlepiej jeden jej biegun podłączyć przez miliamperomierz i sprawdzić wielkość pobieranego prądu. Prąd pobierany nie powinien przekraczać 6 mA. Następnie sprawdzić napięcia: na kolektorze T1 (4 V), diodzie zenera D1 (4,7 V), kolektorze T2 (2,5 V), emiterze T3 ($50 \div 100$ mV) i przewodzie zasilania mikrofonu (8 V).

Przy uruchamianiu układu proponujemy posłużyć się odbiornikiem radiowym FM umożliwiającym odbiór częstotliwości 108 MHz, wyposażonym we wskaźnik siły sygnału. Wprowadziliśmy nasz układ przewidziany jest do pracy przy częstotliwości 110 MHz, ale możliwe jest jego przestrojenie na częstotliwość 108 MHz. Po wykonaniu odbiornika na 110 MHz należy część nadawczą także przestroić na 110 MHz. W przeciwnym przypadku możemy zakłócać poprawny odbiór radiowy sąsiadom.

Dostroić odbiornik radiowy do częstotliwości 108 MHz (według skali odbiornika). Włączyć zasilanie układu mikrofonu bezprzewodowego i zbliżyć go do odbiornika. Pokręcając trymerem C11 i ewentualnie rozciągając, lub ściskając zwoje cewki L1 uzyskać zanik szumu w głośniku odbiornika. Świadczy to o dostrojeniu generatora do częstotliwości 108 MHz. Następnie rozciągając, lub ściskając zwoje cewki L3 uzyskać maksymalne wychylenie wskaźnika siły sygnału w odbiorniku. Przy braku wskaźnika siły sygnału w odbiorniku można podczas dostrajania L3 mierzyć prąd kolektora tranzystora T3. Miliamperomierz podłączyć do +9 V i do wylutowanej końcówki dławika Dł1 od strony +9 V. Dostrajając cewkę L3 uzyskać minimum prądu.

Teraz można sprawdzić działanie mikrofonu oddalając się od odbiornika i wygłaszając "przemówienie". Mikrofon należy trzymać w odległości $20 \div 30$ cm od ust.

Po uruchomieniu układu mikrofonu bezprzewodowego możemy przystąpić do prac końcowych czyli do zamontowania płytki z elementami w obudowie. Proponujemy wykorzystać jedną z dostępnych na rynku obudów z tworzywa sztucznego. Obudowa powinna pomieścić płytkę z elementami oraz baterijkę 9 V typu 6F22. Przykład rozwiązania mechanicznego mikrofonu przedstawiono na rys. 4.

Przewód mikrofonowy należy zamocować wewnątrz obudowy aby uniknąć urywania jego końcówek podczas eksploatacji. W obudowie można zainstalować wyłącznik zasilania, aby nie było konieczności jej rozbierania przy każdym włączaniu i wyłączaniu urządzenia.

Przy normalnej eksploatacji układ mikrofonu bezprzewodowego powinien znajdować się w kieszeni a sam mikrofon można przypiąć np. do klapy marynarki czy guzika koszuli. Jak można zaobserwować w telewizji jest to powszechnie stosowane obecnie rozwiązanie.

Wykaz elementów

T1	– BC 239B(C)
T2, T3	– BF 195 (BF 215)
D1	– BZP 683 C4V7
D2	– BAVP 17
D3	– BB 105G(B)
R13	– 22 Ω /0,125 W
R5	– 680 Ω /0,125 W
R8, R14	– 1 k Ω /0,125 W
R12	– 2 k Ω /0,125 W
R3, R10	– 2,2 k Ω /0,125 W

R11	– 10 k Ω /0,125 W
R2	– 22 k Ω /0,125 W
R4	– 47 k Ω /0,125 W
R7, R9	– 100 k Ω /0,125 W
R6	– 220 k Ω /0,125 W
R1	– 470 k Ω /0,125 W
P1	– 220 k Ω TVP 1232
C9, C12	– 10 pF KCP
C14	– 15 pF KCP
C5	– 33 pF KCP
C15	– 43 pF KCP
C6, C10, C16	– 100 pF KCPf
C4	– 220 pF KCPf
C2, C8, C13	– 1 nF KFPf
C19	– 10 nF KFPf
C3	– 100 nF/100 V MKSE-018-02
C1	– 220 nF/100 V MKSE-018-02
C7, C17	– 10 μ F/25 V 04/U
C18	– 47 μ F/16 V 04/U
M1	– mikrofon ME-61
L1, L2, L3	– według opisu
Dł1, Dł2	– według opisu
przewód 2x0,12 ekr.	– 0,8 m
płytką drukowaną numer 208	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 1,08 zł (10.800 zł) + koszty wysyłki.

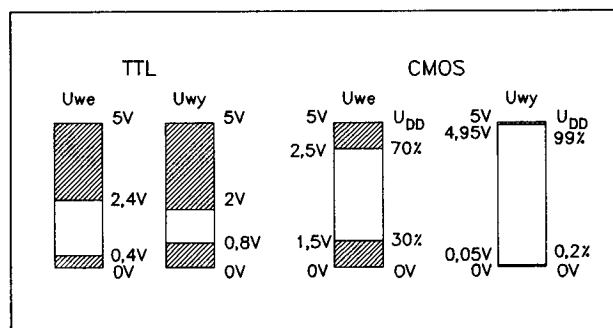
◇ R.K.

Sonda logiczna z sygnalizacją akustyczną

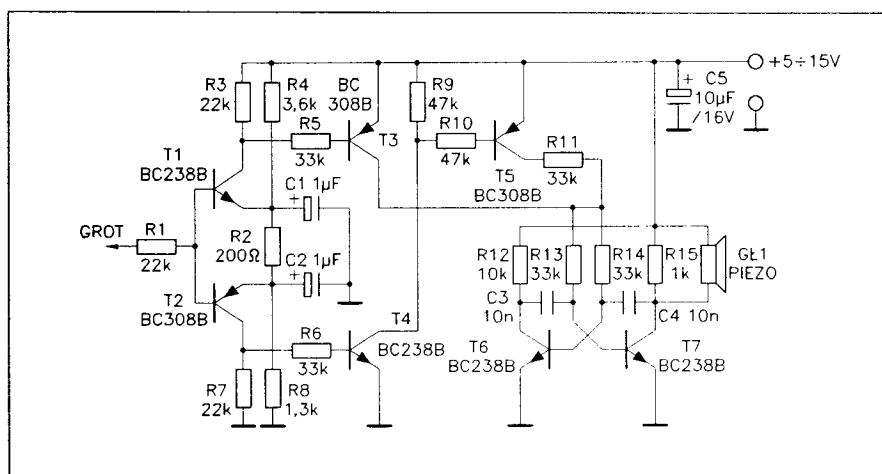
Podczas uruchamiania układów logicznych często zachodzi potrzeba kontrolowania stanów logicznych w poszczególnych punktach. Można stosować do tego celu woltomierz, lub nawet zwykłą diodę świecącą z rezystorem. Jednakże najwygodniejszym urządzeniem jest sonda logiczna. Większość sond posiada mniej lub bardziej rozbudowaną sygnalizację optyczną. Przykładanie ostrza sondy do nóżki układu scalonego i równoczesne spoglądanie na diody świecące jest wbrew pozorom dosyć trudne i może doprowadzić do zwarcia. Dlatego też proponujemy inne rozwiązanie sondy logicznej, wyposażonej w sygnalizację akustyczną.

W praktyce najczęściej mamy do czynienia z układami serii TTL lub CMOS. Niestety obie te rodziny nie są kompatybilne (zamienne). Różnice dotyczą napięć zasilania i poziomów logicznych. Dla układów TTL napięcie zasilania jest stałe i wynosi +5 V $\pm$ 5%, a dla układów CMOS może zawierać się w przedziale +3÷15 V. Podobnie wygląda sprawa poziomów logicz-

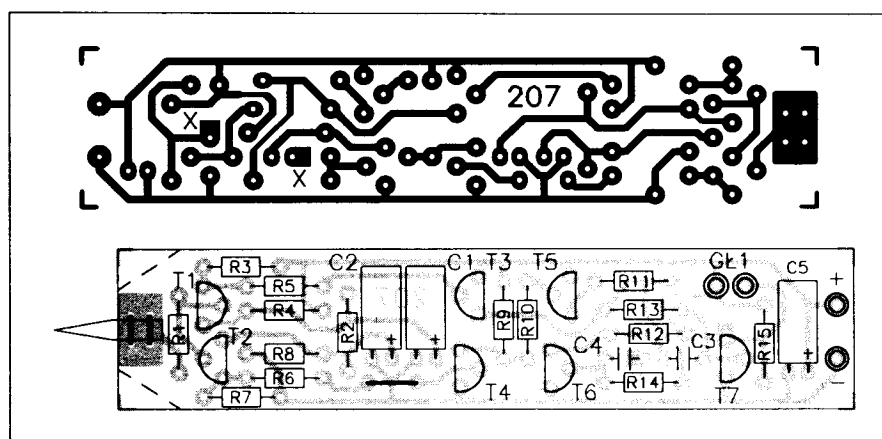
nych, które różnią się nawet przy zasilaniu obu rodzin napięciem +5 V. Na rysunku 1 przedstawiono w sposób graficzny zakresy napięć wejściowych i wyjściowych obu rodzin. Dla układów TTL podano bezwzględne wartości napięć, a dla układów CMOS bezwzględne wartości napięć przy zasilaniu +5 V i wartości procentowe dla pełnego zakresu napięć.



Rys. 1 Porównanie zakresu napięć wejściowych i wyjściowych dla układów TTL i CMOS



Rys. 2 Schemat ideowy sondy logicznej z sygnalizacją akustyczną



Rys. 3 Schemat płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów

Sytuacja taka wymusza stosowanie sond reagujących na różne poziomy napięć, w zależności od typu układów cyfrowych zastosowanych w badanym urządzeniu, lub sond z przełączanymi poziomami napięć.

Opisywana sonda przeznaczona jest w zasadzie dla układów TTL, lecz po zmianie wartości trzech rezystorów może być wykorzystana do badania układów CMOS. Sonda reaguje na poziomy wejściowe napięć wymagane dla zmiany stanu bramek tzn. 0,8 V i 2,0 V dla układów TTL i dla 30% V_{DD} i 70% V_{DD} dla układów CMOS.

Opis układu

Na wejściu sondy logicznej znajdują się dwa komparatory tranzystorowe. Pierwszy z nich składa się z tranzystorów T1, T3, a drugi z tranzystorów T2, T4. W stanie spoczynkowym obydwa tranzystory wejściowe T1 i T2 są zatkane, gdyż brak jest polaryzacji obwodów baz. Podobnie tranzystory wyjściowe komparatorów T3 i T4 są zatkane. Napięcia referencyjne dla obu komparatorów pochodzą z dzielnika rezystorowego R4, R2, R8. Napięcia w poszczególnych punktach dzielnika mają wartość ok. 1,3 V i 1,5 V.

Jeżeli napięcie wejściowe doprowadzone do grotu sondy będzie niższe niż 0,8 V, to tranzystor T2 zostanie odetkany, gdyż popłynie prąd w obwodzie baza-emiter. Spowoduje to powstanie spadku napięcia na rezystorze R7 i odetkanie tranzystora T4, oraz tranzystora T5.

Dla napięć wejściowych z wyższych niż 0,8 V tranzystor T2 pozostanie zatkany. Jeżeli napięcie wejściowe przekroczy wartość 2,0 Vysterowany zostanie tranzystor T1. Wywoła to spadek napięcia na rezystorze R3 i włączenie tranzystora T3.

Elementem sygnalizacji akustycznej sondy jest miniaturowy przetwornik piezoelektryczny zasilany z wyjścia multiwibratora tranzystorowego T6, T7. Częstotliwość pracy multiwibratora zależy od wartości rezystorów R13, R14 i kondensatorów C3, C4, oraz od wartości rezystora łączącego plus zasilania z wspólnym końcem rezystorów R13 i R14.

Dla napięć wejściowych wyższych od 2,0 V, czyli dla jedynki logicznej włączony jest tranzystor T3 zwierając oba końce rezystorów R13 i R14 z napięciem zasilania. W takim przypadku częstotliwość pracy multiwibratora wynosi ok. 2 kHz. W przypadku napięć wejściowych niższych niż 0,8 V, co odpowiada zeru logicznemu włączony zostaje tranzystor T5 podając napięcie zasilania za pośrednictwem rezystora R11. Powoduje to spadek częstotliwości pracy do ok. 700 Hz.

W przypadku gdy napięcie wejściowe zawiera się w przedziale 0,8÷2,0 V, lub wejście sondy nie jest podłączone multiwibrator zrywa drgania, gdyż obwód bazy nie jest zasilany. Jeżeli do wejścia sondy doprowadzi się przebieg zmienny o poziomach logicznych TTL wówczas częstotliwość pracy multiwibratora jest dodatkowo modulowana i zawiera się w granicach 700÷2000 Hz. Wysokość tonu zależy od współczynnika wypełnienia, im wypełnienie jest większe tym ton będzie wyższy.

Warto zwrócić uwagę, że układy elektroniczne sondy nie pobierają prądu w stanie spoczynkowym. Płynie wtedy tylko prąd dzielnika R4, R2, R8, który wynosi 1 mA dla napięcia zasilania +5 V.

Montaż i uruchomienie

Sondę zamontowano na wąskiej płytce drukowanej, którą można umieścić w rurce o średnicy 20 mm. na jednym końcu do płytki przylutowano grot wykonany z kawałka grubego drutu stalowego, zaostrego na końcu.

Można też posłużyć się grubą igłą lekarską, którą należy dokładnie oczyścić papierem ściernym. Jeżeli igła nie zostanie dokładnie oczyszczona mogą pojawić się trudności z przylutowaniem jej.

Do zasilania sondy wykorzystuje się napięcie zasilające badany układ. Z tego względu przewody doprowadzające napięcie zasilające powinny być zakończone "krokodylkami".

Tabela 1. Poziomy napięcie dla sondy wykonanej w wersji CMOS

Napięcie zasilania	poziom zera logicznego		poziom jedynki logicznej	
[V]	[V]	[% V_{DD}]	[V]	[% V_{DD}]
5	1,5	30	3,5	70
10	3,5	35	6,5	65
15	5,5	37	9,5	63

W przypadku wykonywania wersji przeznaczonej do badania układów CMOS wartości rezystorów R4, R2, R8 podano w wykazie elementów w nawiasach. Dla układów CMOS poziomy logiczne określone są jako wielkości zależne od napięcie zasilania. Ponieważ spadki napięcia na złączach baza-emiter tranzystorów wejściowych są stałe, procentowe poziomy napięcie ulegają niewielkim zmianom dla innych napięć zasilających niż +5 V. W praktyce zmiany poziomów napięć sygnalizowanych przez sondę nie mają większego znaczenia. Zestawienie takie dla trzech wartości napięć podano w tabeli 1.

Wykaz elementów

T1, T4, T6, T7	– BC 238B lub dowolny npn $h_{21} \geq 250$
T2, T3, T5	– BC 308B lub dowolny pnp $h_{21} \geq 200$
R8	– 1,3 (2,0) k Ω /0,125 W
R15	– 1 k Ω /0,125 W
R2	– 0,2 (1,0) k Ω /0,125 W
R4	– 3,6 (2,0) k Ω /0,125 W
R12	– 10 k Ω /0,125 W
R1, R3, R7	– 22 k Ω /0,125 W
R5, R6, R11,	
R13, R14	– 33 k Ω /0,125 W
R9, R10	– 47 k Ω /0,125 W
C3, C4	– 10 nF/32 V KFP
C1, C2	– 1 μ F/63 V 04/U
C5	– 10 μ F/16 V 04/U
GŁ1	– miniaturowy głośnik piezoelektryczny (buzzer) ϕ 20 mm

plytka drukowana numer 207

Płytki drukowane wysyłamy za zaliczeniem pocztowym.

Cena: 0,90 zł (9.000) zł+ koszty wysyłki.

◇ mgr inż. Maciej Bartkowiak

Alarm samochodowy z radiopowiadomieniem

Kradzieże samochodów stały się czymś bardzo powszednim. Dlatego też nikogo chyba nie trzeba przekonywać o konieczności montażu alarmu samochodowego. Na rynku dostępnych jest wiele systemów zabezpieczeń, droższych lub tańszych. Fabryczne urządzenia alarmowe mają także swoje wady. Dlatego też przedstawiamy alarm samochodowy, który powinien zwiększyć bezpieczeństwo samochodu na parkingu.

Nawet najbardziej wymyślne systemy zabezpieczenia samochodu mają jedną zasadniczą wadę, którą jest masowa produkcja. Złodzieje mogą wówczas poświęcić czas i pieniądze na opracowanie skutecznych metod unieszkodliwiania układu alarmowego. Ponadto duża część alarmów potwierdza sygnałem dźwiękowym lub świetlnym włączenie czuwania. Sprawia to, że łatwo jest zidentyfikować typ alarmu umieszczonego w samochodzie.

Modne ostatnio piloty radiowe przeznaczone do włączania i wyłączania urządzeń alarmowych także niosą ze sobą nowe niebezpieczeństwa. Wyspecjalizowane grupy złodziei posiadają bowiem szerokopasmowe odbiorniki radiowe umożliwiające odebranie sy-

gnału radiowego i zapamiętanie kodu w pamięci RAM. Następnie wystarczy tylko wysłać sygnał radiowy z płynnie zmieniającą się częstotliwością nośną, zmodulowaną zapamiętanym wcześniej kodem i alarm zostanie wyłączony. Nie pomogą tu gigantyczne liczby kombinacji kodu, gdyż został on zapamiętany w czasie, gdy prawowity właściciel włączał czuwanie alarmu. Przy tej metodzie unieszkodliwiania alarmu nie potrzeba nawet przeprowadzić analizy kodu.

W przypadku alarmu amatorskiego rozpracowanie go staje się nieopłacalne ze względu na niewielką ilość wyprodukowanych egzemplarzy, z których każdy posiada jeszcze dodatkowe modyfikacje wprowadzone przez użytkownika.

Proponowany przez nas alarm posiada możliwość zdalnego włączania i wyłączania przy pomocy pilota z transmisją na podczerwień, którą jest bardzo trudno odebrać z większej odległości. Dodatkowo układ wyposażony jest w możliwość radiowego powiadomienia właściciela o próbie kradzieży samochodu. Alarm posiada własny czujnik wstrząsowy, który może rozpocząć alarm, albo tylko wysłać informację drogą radiową przy poruszeniu się samochodu. Takie rozwiązanie eliminuje włączenie alarmu dźwiękowego, a umożliwia skontro-

lowanie, co dzieje się z samochodem. Alarmy wywołane przez czujnik wstrząsowy są często fałszywe. Powodują je często bawiące się dzieci, przejeżdżający blisko i szybko samochody ciężarowe, lub silne podmuchy wiatru.

Ponadto alarm może zostać dołączony do włączników drzwiowych, dodatkowych włączników zabezpieczających pokrywę silnika i bagażnika (WE1, WE2). Kolejnym etapem zabezpieczenia jest możliwość podłączenia napięcia ze stacyjki (WE3), które włączy alarm w przypadku podania napięcia na cewkę zapłonową, czyli przy próbie uruchomienia silnika.

Alarm zasilany jest z akumulatora samochodowego, oraz dodatkowo może być zasilany z drugiego pomocniczego akumulatora. W tym przypadku odłączenie akumulatora samochodowego od instalacji elektrycznej spowoduje alarm. Przy każdym z czynników wywołujących alarm, drogą radiową wysyłany jest sygnał informujący właściciela o próbie kradzieży. Kod tego sygnału jest jednak inny niż kod sygnału włączającego i wyłączającego alarm. Stwarza to dodatkową trudność przy "rozszyfrowaniu" układu przez osoby niepowołane.

Elementem wyjściowym alarmu są dwa przekaźniki. Jeden z nich o stykach normalnie zwartych przeznaczony jest do przerywania obwodu zapłonowego, a drugi o dwóch parach styków przełącznych może zostać wykorzystany do włączania świateł i sygnału (klaksonu), lub dodatkowej syreny.

Opis układu

Na wstępie zostanie opisany pilot, którego schemat zamieszczono na rysunku 1. Podstawowym elementem nadajnika jest układ scalony programowanego kodera/dekodera UM 3758-120A (US1), wykonany w technologii CMOS. Układ UM posiada 12 wejść programujących (nóżki 1÷12), z których każde może zostać ustawione w stan niski przez połączenie z masą, w stan wysoki przez połączenie z plusem zasilania, lub w stan wysokiej impedancji przez zostawienie wejścia "wisiącego". Taki sposób kodowania umożliwia uzyskanie $3^{12} = 531.441$ różnych kombinacji.

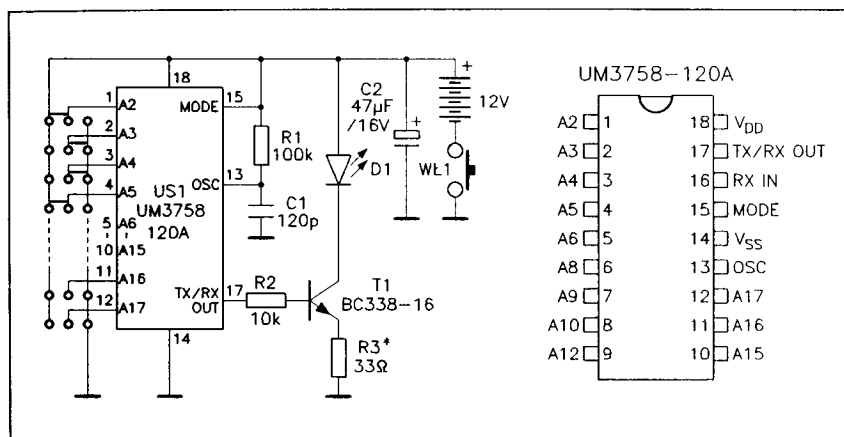
W pilocie układ US1 pełni funkcję kodera, dlatego też wyprowadzenie MODE (nóżka 15) zostało połą-

czone z plusem zasilania. Po włączeniu zasilania włącznikiem WL1 koder wystawia na wyprowadzeniu TX/RX OUT (nóżka 17), sekwencyjnie powtarzający się kod adresowy. Z wyprowadzenia tego sterowany jest wzmacniacz tranzystorowy T1 i dioda nadawcza podczerwieni. Moc promieniowania diody zależy od wartości rezystora R3. Elementy R1 i C1, o tolerancji 5% pracują w układzie wewnętrznego generatora. Pilot zasilany jest z miniaturowej baterii alkalicznej 12 V.

Promieniowanie podczerwone z pilota odbierane jest przez diodę odbiorczą podczerwieni ODB1 (rys. 2). Ponieważ odległość pilota od odbiornika z założenia nie jest duża (ok. 1 m) sygnał z diody zostaje wzmocniony w prostym jednotranzystorowym wzmacniaczu T2, poprzedzonym wtórnikiem emiterowym T1. Ze wzmacniacza przebieg prostokątny zostaje skierowany do wejścia RX (nóżka 16 US1) dekodera UM 3758-120A. Podczas czuwania wejście MODE (nóżka 15 US1) układu ustawione jest w stan niski. W przypadku odebrania kodu adresowego, zgodnego z kodem ustawionym w dekodrze wyjście TX/RX OUT (nóżka 17 US1) układu UM 3758 zmieni swój stan na niski, który utrzyma się przez cały czas odbierania kodu. Po zakończeniu nadawania wyjście TX/RX OUT ponownie zostanie ustawione w stan wysoki.

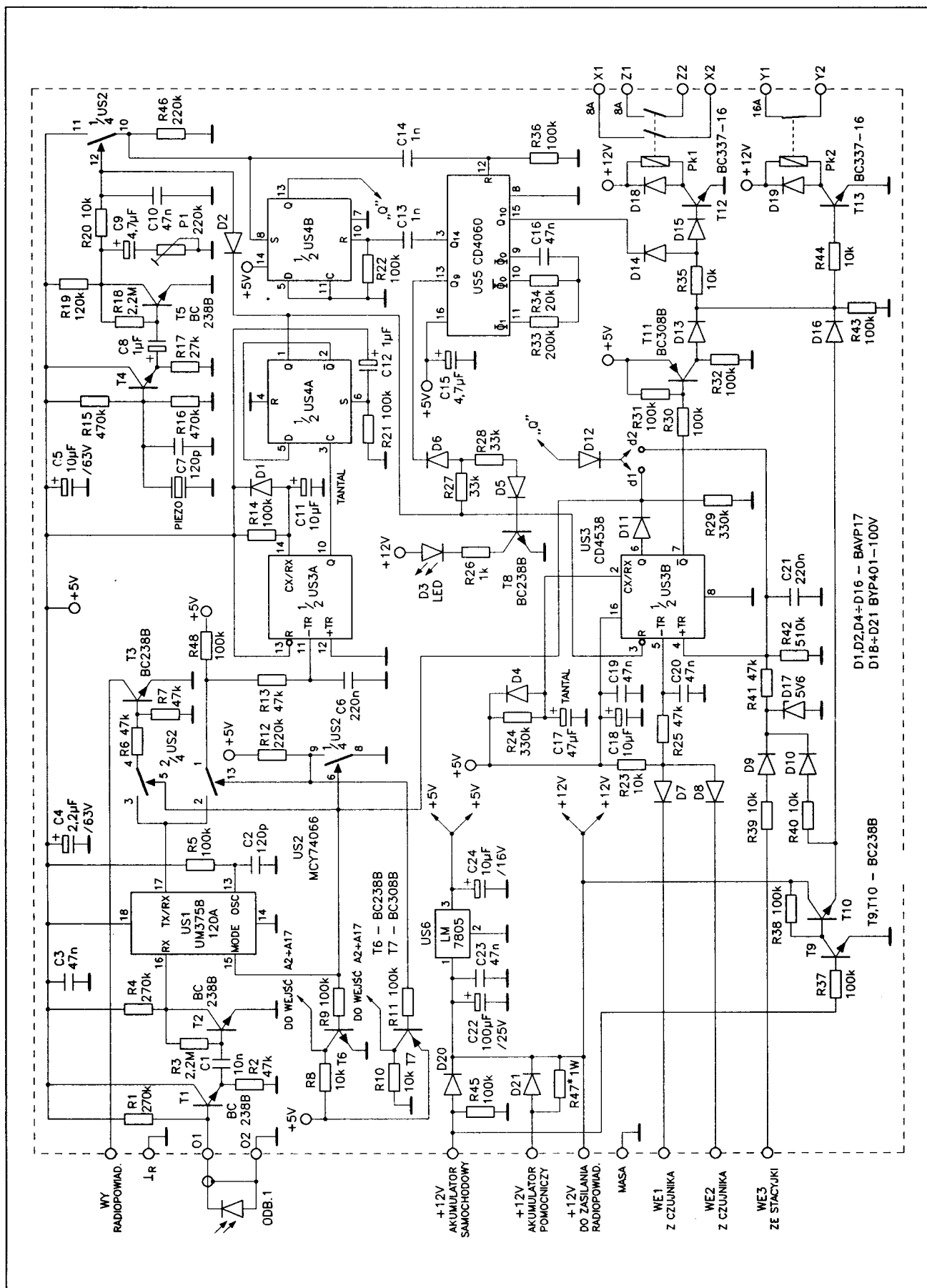
Opadające zbocze sygnału z wyjścia TX/RX OUT, za pośrednictwem zwartego klucza (nóżki 2 i 1 US2) wyzwoli monowibrator US3A. Monowibrator US3A pracuje w trybie wydłużania impulsu wyjściowego eliminując tym samym zakłócenia jakie mogą powstać w torze transmisji podczerwieni. Stała czasowa monowibratora US3A określona jest wartością elementów R14, C11 i wynosi ok. 0,5 sek.

Narastające zbocze impulsu na wyjściu Q monowibratora US3A (nóżka 10) zmienia stan przerzutnika typu D US4A pracującego w układzie dzielnika przez dwa. W ten sposób można włączać i wyłączać czuwanie alarmu. Jeżeli na wyjściu Q przerzutnika US4A (nóżka 1) zostanie ustawiony stan wysoki spowoduje to włączenie czuwania. Rezystor R21 i kondensator C12 zapewniają ustawienie wyjścia Q przerzutnika US4A w stan wysoki w momencie włączenia napięcia zasilającego.



Rys. 1 Schemat ideowy pilota, oraz rozkład wyprowadzeń układu UM 3758-120A

Stan wysoki na wyjściu przerzutnika US4B powoduje wysteroowanie tranzystora T8 i zapalenie się diody świecącej D3 sygnalizującej włączenie alarmu. W obwodzie bazy tranzystora T8 umieszczono rezystory R27, R28 i diodę D6 do której doprowadzono przebieg prostokątny o częstotliwości ok. 1 Hz z pomocniczego generatora US5. Stan niski na wyjściu Q_g (nóżka 13 US5) cyklicznie blokuje tranzystor T8. Powoduje to pulsowanie diody świecącej.



Rys. 2 Schemat ideowy alarmu samochodowego

Wysoki stan z wyjścia Q przerzutnika US4A i powoduje także odblokowanie (uaktywnienie) monowibratora US3B. Pełni on funkcję elementu wyzwalanego sygnałem z czujników. Jeżeli wejście WE1, lub WE2 zostanie zwarte do masy, to opadające zbocze sygnału spowoduje wygenerowanie przez monowibrator impulsu o czasie trwania ok. 15 sek. Stała czasowa zadana jest przez elementy R24 i C17 (tantalowy). Podobnie pojawienie się napięcia +12 V na wejściu WE3 spowoduje wygenerowanie impulsu, gdyż monowibrator zostanie wyzwolony dodatnim zboczem.

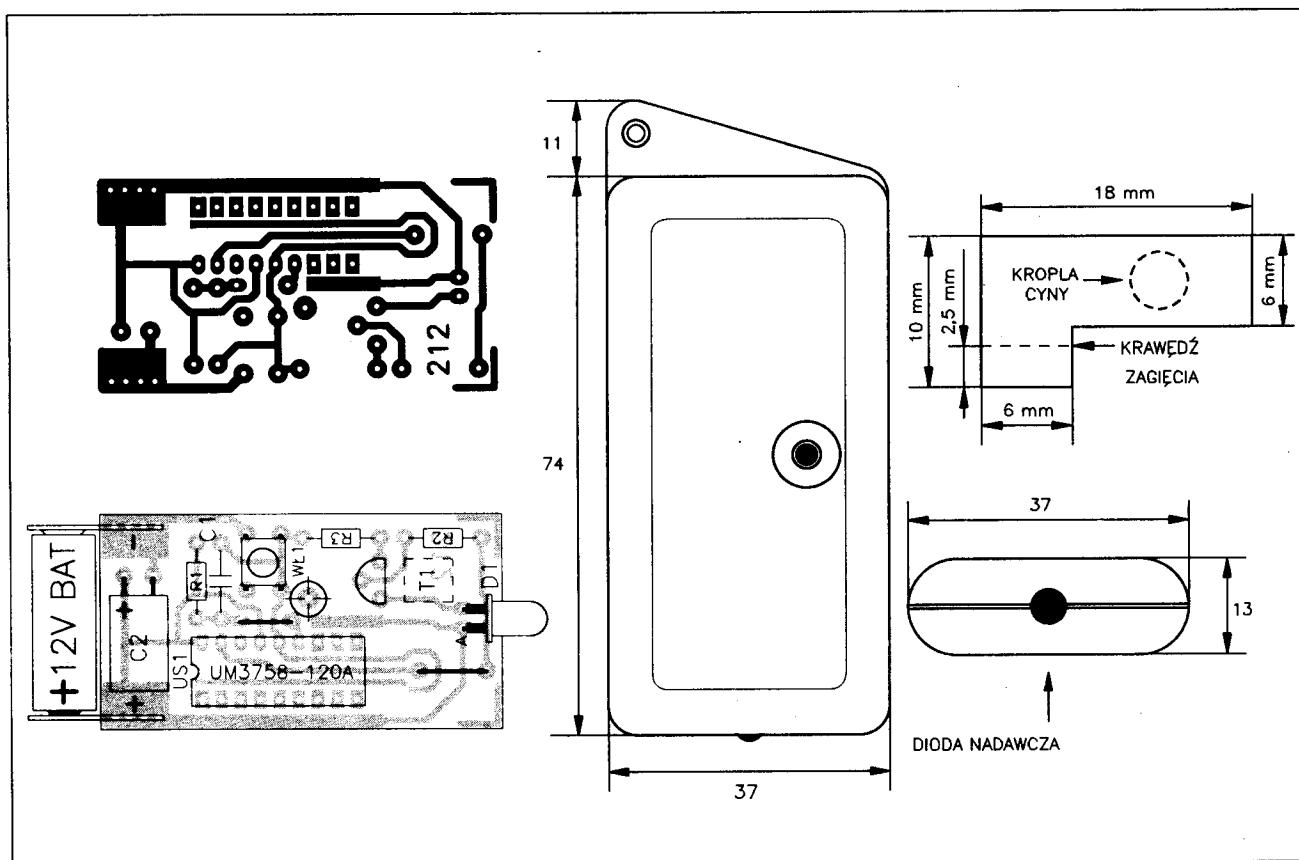
Wyzwolenie monowibratora US3B sprawia, że na jego zanegowanym wyjściu Q pojawi się stan niski, włączając tym samym tranzystor T11. Wywoła to włączenie tranzystorów T12 i T13 które wysterują cewki przekaźników włączając tym samym sygnalizację akustyczną i optyczną (PK1), a także przerywając obwód cewki zapłonowej (PK2). W obwodzie bazy tranzystora T12 umieszczona została dioda D14 połączona z pomocniczym generatorem US5 (nóżka 15). Powoduje to przerywaną (0,5 Hz) pracę przekaźnika PK2, włączającego światła i klakson. Jeżeli do współpracy z alarmem zastosuje się dodatkową syrenę, diodę D14 można pominąć. W takim przypadku przekaźnik PK2 zostanie włączony przez cały czas trwania alarmu.

Monowibrator US3B pracuje w układzie z ponawianym wyzwalaniem. Zatem alarm będzie trwał 15 sek dłużej (stała czasowa monowibratora US3B) niż sygnał – opadające zboczenie jednym z wejść WE1, WE2,

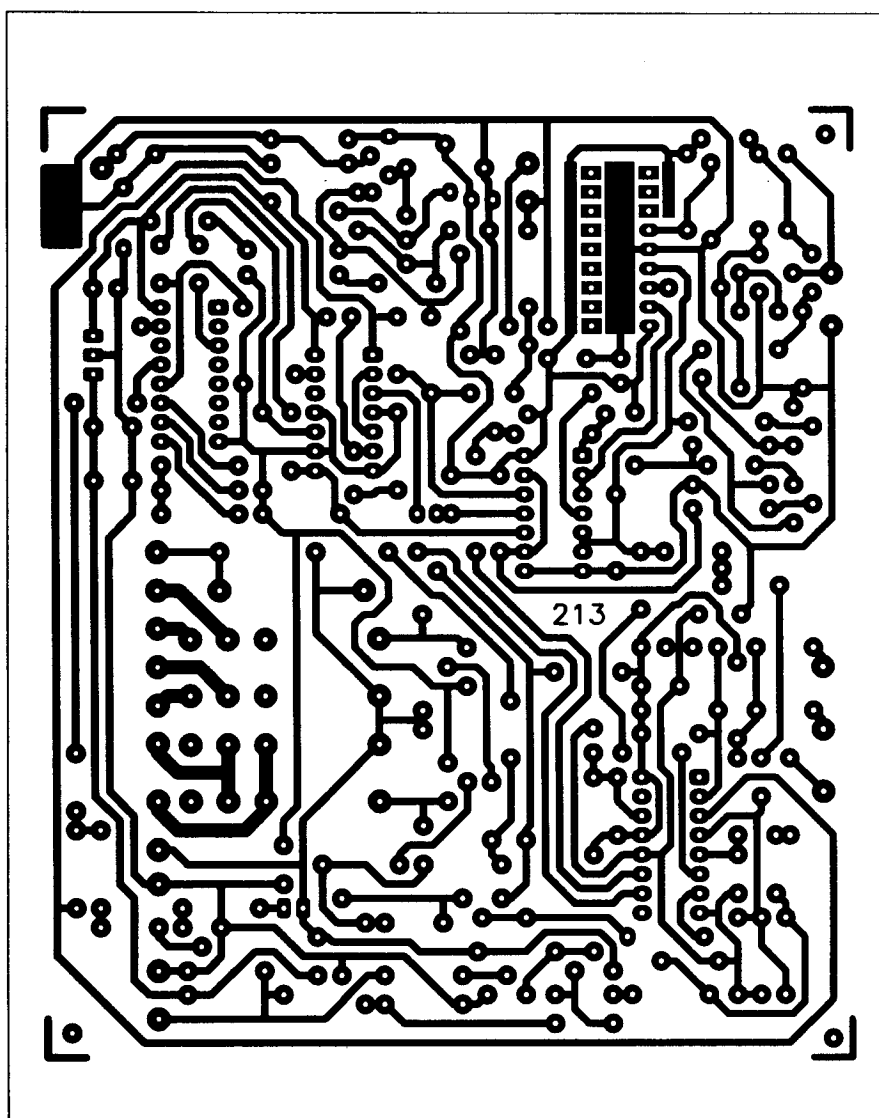
lub narastające zbocze na wejściu WE3. Dla przykładu otwarcie drzwi spowoduje włączenie alarmu na 15 sek. Jeżeli w tym czasie drzwi zostaną zamknięte i ponownie otwarte sygnał alarmu zostanie przedłużony o następne 15 sek.

Na czas trwania alarmu dodatni impuls z wyjścia Q monowibratora US3B powoduje wysłanie kodu do nadajnika radiopowiadomienia. Dzieje się to dzięki przełączeniu układu US1 z dekodera na koder i zmianie ustawienia kluczy (nóżki 1 i 2 rozwarne, a nóżki 3 i 4 zwarte). Kod adresowy z wyjścia TX/RX OUT układu US1 kierowany jest przez klucz (nóżki 3 i 4) do tranzystora T3, który uruchamia nadajnik radiowy. Rozwarty klucz (nóżki 1 i 2) uniemożliwia w tym czasie zmianę stanu przerzutnika US4A. Dodatkowe tranzystory T6 i T7 pozwalają na zmianę kodu adresowego wysyłanego przez układ US1.

Jako czujnik wstrząsowy zastosowano miniaturowy głośnik piezoceramiczny, który jednym końcem przylutowany jest do płytki drukowanej. Do drugiego końca przymocowano "sprężynkę" z drutu stanowiącą obciążenie mechaniczne. Rezonans mechaniczny takiego układu wynosi ok. 100 Hz. Drgania samochodu przenoszone na głośnik piezoceramiczny powodują indukowanie się w nim napięcia zmiennego. Sygnał ten jest wzmacniany we wzmacniaczu tranzystorowym T5. W obciążeniu tranzystora T5 umieszczono potencjometr P1 pozwalający na regulację czułości.



Rys. 3 Wygląd obudowy, schemat płytki drukowanej i rozmieszczenie elementów



Rys. 4 Schemat płytki drukowanej alarmu

Jeżeli czujnik zacznie drgać napięcie zmienne ze wzmacniacza włączy klucz (nóżki 11 i 10). Spowoduje to ustawienie jedynki na wyjściu Q (nóżka 13) przerzutnika US4B i wyzerowanie generatora US5, za pośrednictwem obwodu różniczkującego C14, R36. Po ok. 15 sek. przerzutnik zostanie wyzerowany przez narastające zbocze sygnału Q14 z wyjścia licznika US5.

Wyjście Q przerzutnika US4B może zostać połączone za pośrednictwem diody D12 z punktem oznaczonym na schemacie jako "d1". Przy takim rozwiązaniu sygnał z czujnika wstrząsowego nie wywoła alarmu, a tylko spowoduje wysłanie informacji o alarmie drogą radiową. Jeżeli natomiast diodę D12 połączy się z punktem "d2" sygnał z czujnika wywoła alarm i równocześnie spowoduje wysłanie powiadomienia drogą radiową. W czasie gdy alarm jest wyłączony, sygnał z czujnika wstrząsowego jest blokowany za pośrednictwem diody D2.

Układ alarmu zasilany jest z akumulatora samochodowego napięciem +5 V otrzymywanym ze stabilizatora US6. Uniezależnia to zasilanie od wahań napięcia w instalacji elektrycznej. W układzie przewidziano także dodatkowe, niezależne zasilanie z akumulatora pomocniczego. W przypadku stosowania akumulatora pomocniczego odłączenie akumulatora samochodowego od instalacji elektrycznej spowoduje włączenie się alarmu i wysłanie informacji drogą radiową. Akumulator pomocniczy może być doładowywany przez rezystor R47.

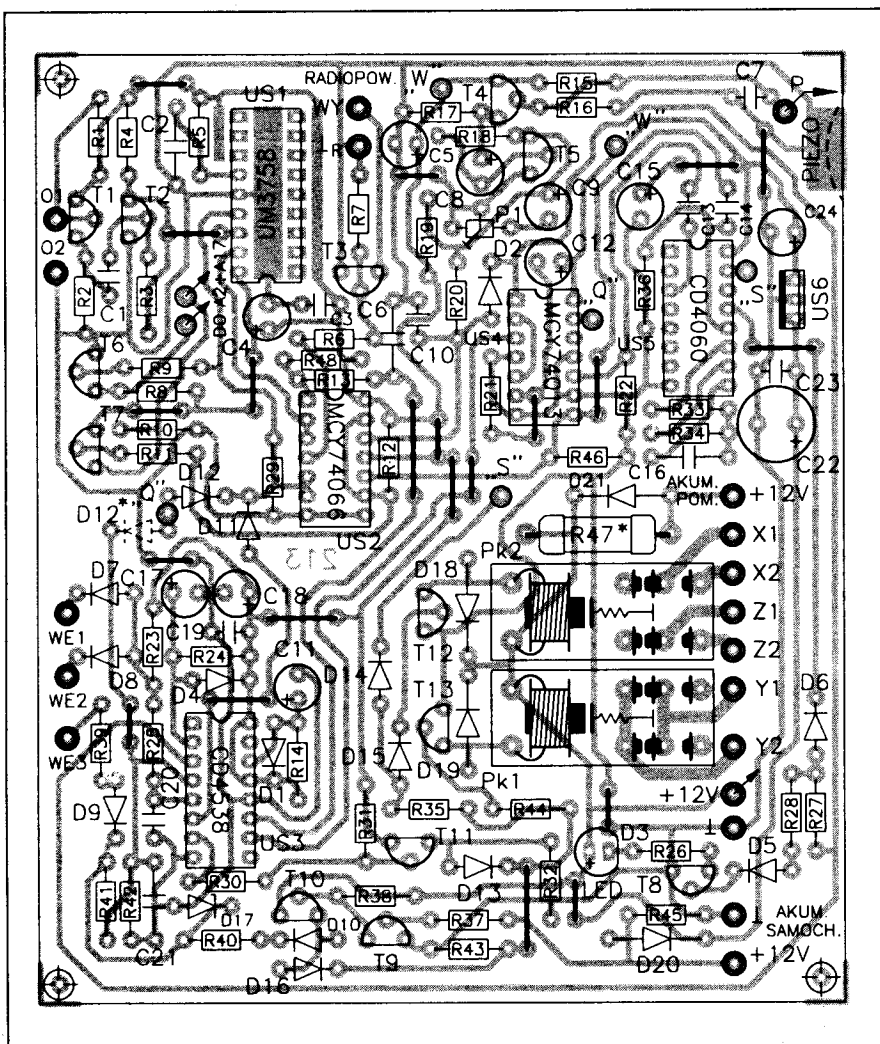
Montaż i uruchomienie

Płytkę drukowaną alarmu dostosowano do plastikowej obudowy – breloczka. Po środku płytki należy wywiercić duży otwór o średnicy ok. 5 mm przez który będzie przechodziła śrubka skręcająca obudowę. W obudowie znajduje się miejsce dla miniaturowej baterii alkalicznej 12 V, otwór na przycisk włącznika WŁ1 i otwór na diodę świecącą w czołowej części. Do mocowania baterii zastosowano dwie zagięte blaszki przylutowane do spodniej strony płytki drukowanej. W miejscu zamocowania baterii w obudowie należy przykleić małe kawałki gąbki zapobiegające poruszaniu się baterii. Na rysunku 3 zamieszczono wygląd obudowy w skali 1:1, rysunek blaszki w skali 2:1 i schemat płytki drukowanej. Obudowa przedstawiona na rysunku jest dostępna w sklepach z częściami elektronicznymi na terenie kraju.

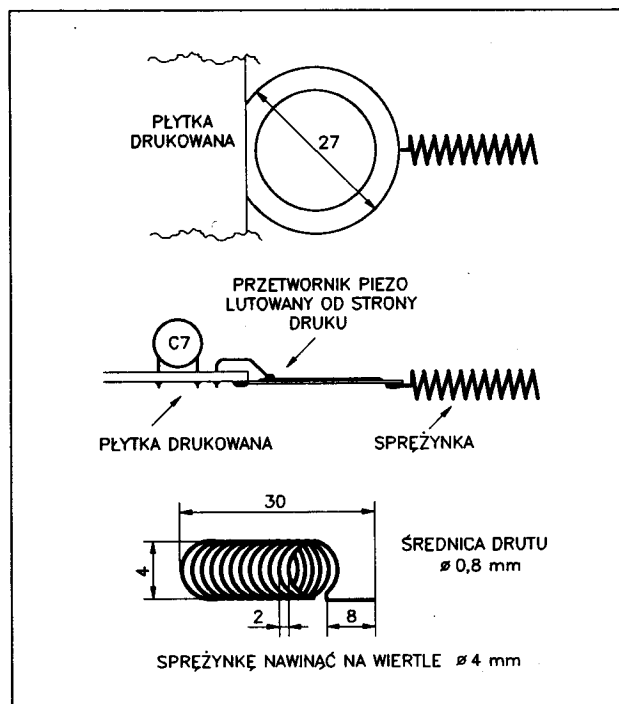
Tranzystor T1 i kondensator C2 montowane są na płycie drukowanej w pozycji leżącej. Diodę nadawczą D1 należy umieścić w taki sposób, aby pasowała do otworu w przedniej części pilota. Należy zwrócić uwagę na wysokość zamontowania włącznika WŁ1. Powinien on minimalnie wystawać z otworu na obudowie.

Zaprogramowanie kodu nadajnika polega na zwarcu przy pomocy kropli cyny nóżek 1÷12 z otaczającymi je ścieżkami. Nóżki można połączyć z masą (ścieżka wewnątrz układu), lub z plusem (ścieżka na zewnątrz układu), albo zostawić niepodłączone. Kombinacja połączeń jest dowolna. Wartość rezystora R3 można zmieniać w granicach $10 \div 47 \Omega / 0,25 \text{ W}$, dobierając tym samym moc nadawania do czułości odbiornika.

Na płycie drukowanej alarmu zamontowano wszystkie elementy za wyjątkiem diody odbiorczej ODB1, i diody sygnalizującej włączenie alarmu D3.



Rys. 5 Rozmieszczenie elementów



Rys. 6 Montaż czujnika wstrząsowego

Oprócz zwor wykonanych drutem na płytce należy przeprowadzić trzy połączenia odcinkami przewodu izolowanego, łącząc ze sobą punkty "Q", "S" i "W".

Jeżeli sygnał z czujnika wstrząsowego ma powodować tylko wystąpienie powiadomienia drogą radiową, to diodę D12 montujemy w pozycji pokazanej linią ciągłą. W przeciwnym wypadku diodę D12 montuje w pozycji pokazanej linią przerywaną.

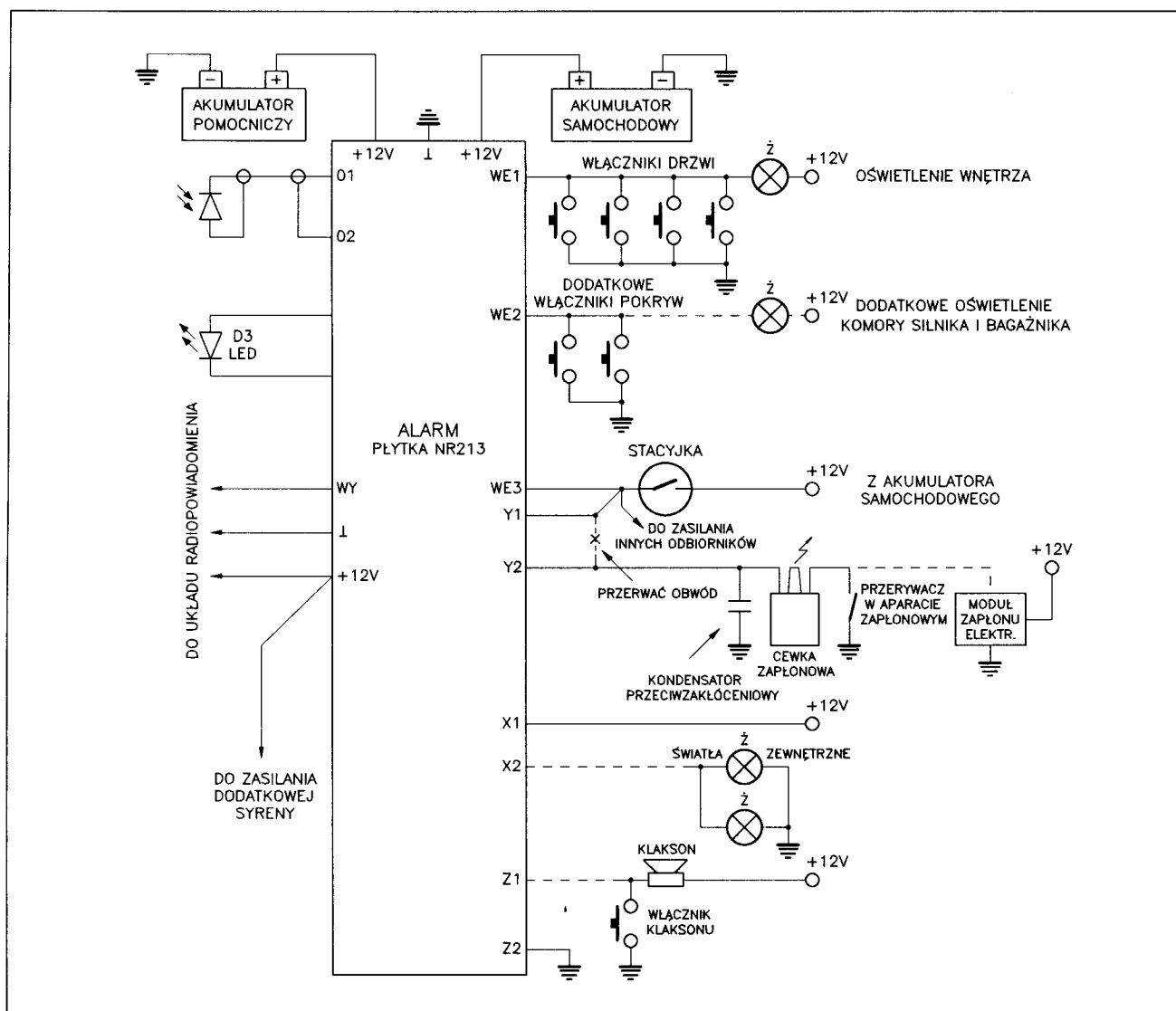
Zaprogramowanie układu dekodera US1, podobnie jak w przypadku pilota polega na zwarcu ropłą cyny wyprowadzeń 1÷12 do masy (pole miedzi wewnątrz układu US1), lub do plusa (ścieżka na zewnątrz układu US1), albo pozostawienie wyprowadzeń niepodłączonych. Kod ustawiony na wyprowadzeniach 1÷12 powinien być dokładnie taki sam jak w pilocie!!! Jedno dowolne z wyprowadzeń układu dekodera, które powinno być połączone z plusem łączy się z kolektorem tranzystora T6 zamiast z plusem zasilania. Natomiast jedno z wyprowadzeń które powinno być połączone z masą łączy się z kolektorem tranzystora T7 zamiast z masą. Umożliwia to zachowanie kodu identycznego z kodem pilota i zmianę kodu w trakcie wysyłania radiopowiadomienia.

Wyżej wymienione dwa połączenia wykonuje się odcinkami przewodu w izolacji.

Następnie można zmontować czujnik wstrząsowy. W tym celu z drutu $\phi 0,8$ mm nawija się na wiertle $\phi 4$ mm "sprężynkę" – 11 zwojów. Następnie "sprężynkę" rozciąga się tak aby odległość pomiędzy sąsiednimi zwojami wynosiła ok. 2 mm. "Sprężynkę" lutuje się do spodniej strony miniaturowego głośniczka piezoelektrycznego o średnicy 27 mm. Zmontowany w taki sposób czujnik można przylutować do pola miedzi na płytce drukowanej, w jej górnym prawym narożniku – oznaczenie PIEZO. Górną elektrodę głośniczka łączy się odcinkiem przewodu z wejściem P na płytce drukowanej.

Zmontowany alarm można poddać próbom funkcjonalnym, opierając się na opisie podanym wyżej. Czułość czujnika wstrząsowego najlepiej jest wyregulować na układzie zamontowanym w samochodzie. Czułość nie powinna być zbyt duża, gdyż prowadzi to do wielu fałszywych alarmów.

Podłączenie alarmu do instalacji elektrycznej samochodu przedstawiono na rysunku 7. Do wejścia WE1



Rys. 7 Schemat połączenia alarmu z instalacją elektryczną samochodu

podłączono wyłączniki oświetlenia wewnętrznego samochodu, a do wejścia WE2 wyłączniki pokryw bagażnika i silnika, które należy dodatkowo zamontować. Przy okazji montowania tych włączników można wyposażyć samochód w dodatkowe oświetlenie włączane automatycznie po otwarciu pokryw. Wejście WE3 połączono ze stacją.

Wyjścia alarmu Y1 i Y2 wykorzystano tu do przerywania obwodu zapłonowego. W tym celu należy przerwać przewód doprowadzający napięcie ze stacji do cewki zapłonowej. Wyjścia Y1 i Y2 są normalnie zwarte. W chwili alarmu styki przełącznika PK1 rozwierają się i obwód zapłonowy silnika zostaje przerywany. Wszystkie połączenia w obwodzie zapłonowym należy wykonać bardzo starannie, tak aby silnik nie zgaś w czasie jazdy, gdyż może to być niebezpieczne (np. w trakcie wyprzedzania).

Wyjścia X1, X2 i Z1, Z2 włączają światła i klakson. Przed wykonaniem tych połączeń należy zapoznać się z instalacją elektryczną samochodu. W niektórych poja-

zdach światła i klakson włączane są za pośrednictwem dodatkowych przełączników. Światła i klakson mogą być włączane przez podanie plusa, lub masy. Zależy to od marki pojazdu. Zamiast klaksonu można wykorzystać dodatkową syrenę, do której zasilanie doprowadzane jest z płytki alarmu.

Nadajnik i odbiornik radiopowiadomienia zostanie opisany w następnym numerze.

Wykaz elementów – pilot

US1	– UM 3758-120A
T1	– BC 237-16 (BC 238-16)
D1	– dioda nadawcza podczerwieni typ dowolny
R3*	– 33 Ω /0,25 W patrz opis w tekście
R2	– 10 k Ω /0,125 W
R1	– 100 k Ω /0,125 W – 5%
C1	– 120 pF/63 V/5% KSF-020-ZM
C2	– 47 μ F/16 V 04/U
WŁ1	– mikrołącznik
płytki drukowane numer 212	

Wykaz elementów – alarm

US1	– UM 3758-120A
US2	– MCY 74066 (CD 4066)
US3	– CD 4538
US4	– MCY 74013 (CD 4013)
US5	– LM 7805
T1÷T6,	
T8÷T10,	– BC 238B lub dowolny npn $h_{21} \geq 250$
T7, T11	– BC 308B lub dowolny pnp $h_{21} \geq 200$
T12, T13	– BC 337-16 (BC 338-16)
D1, D2,	
D4÷D16	– BAVP 17÷21 (1N4148)
D3	– LED kolor świecenia dowolny
D18÷D21	– BVP 401-100÷1000 (1N4001÷007)
D17	– BZP 683 C5V6 (BZX 79 na napięcie 5,6 V)
ODB1	– dioda odbiorcza podczerwieni typ dowolny
R26	– 1 k Ω /0,25 W
R8, R10, R20,	
R23, R35, R39,	
R40, R44	– 10 k Ω /0,125 W
R34	– 20 k Ω /0,125 W
R17	– 27 k Ω /0,125 W
R27, R28	– 33 k Ω /0,125 W
R2, R6, R7,	
R13, R25, R41	– 47 k Ω /0,125 W
R5	– 100 k Ω /0,125 W 5%
R9, R11, R14,	
R21, R22,	– 100 k Ω /0,125 W
R30÷R32,	– 100 k Ω /0,125 W
R36÷R38,	– 100 k Ω /0,125 W
R43, R45, R48	– 100 k Ω /0,125 W
R19	– 120 k Ω /0,125 W
R33	– 200 k Ω /0,125 W

R12, R46	– 220 k Ω /0,125 W
R1, R4	– 270 k Ω /0,125 W
R24, R29	– 330 k Ω /0,125 W
R15, R16	– 470 k Ω /0,125 W
R42	– 510 k Ω /0,125 W
R3, R18	– 2,2 M Ω /0,125 W
R47*	– patrz opis w tekście
P1	– 220 k Ω TVP 1232
C2	– 120 pF/63 V/5% KSF-020-ZM
C7	– 120 pF/25 V KCPf
C13, C14	– 1 nF/160 V KFP
C1	– 10 nF/16 V KFP
C3, C10, C19,	
C20, C23	– 47 nF/16 V KFP
C16	– 47 nF/100 V MKSE-018-02
C6, C21	– 220 nF/100 V MKSE-018-02
C8, C12	– 1 μ F/63 V 04/U
C4	– 2,2 μ F/40 V 04/U
C9, C15	– 4,7 μ F/25 V 04/U
C5, C18, C24	– 10 μ F/16 V 04/U
C11	– 10 μ F/16 V 196D tantalowy
C17	– 47 μ F/16 V 196D tantalowy
C22	– 100 μ F/25 V 04/U
PIEZO	– miniatury głośnik piezoceramiczny (buzzer) ϕ 27 mm
PK1	– RM 82P/12 V
PK2	– RM 81P/12 V
płytki drukowane numer 213	

Płytki drukowane i układy scalone wysyłane są za zaliczeniem pocztowym.

Ceny: płytki numer 212 – 0,90 zł (9.000 zł)
płytki numer 213 – 4,85 zł (48.500 zł)
+ koszty wysyłki.

◇ mgr inż. Dariusz Cichoński

Usprawnienie dekodera UCY 7447 i MCY 74511 – dokończenie

Układ 7446 jest funkcjonalnym odpowiednikiem, o identycznych wyprowadzeniach, układu 7447. Różni się on tylko maksymalnym napięciem U_{CE} tranzystorów wyjściowych. Podstawowym mankamentem układu 7447 jest wyświetlanie niepełnej cyfry 6 i 9 (rys. 2a). Oba układy przystosowane są do współpracy z wyświetlaczami o wspólnej anodzie.

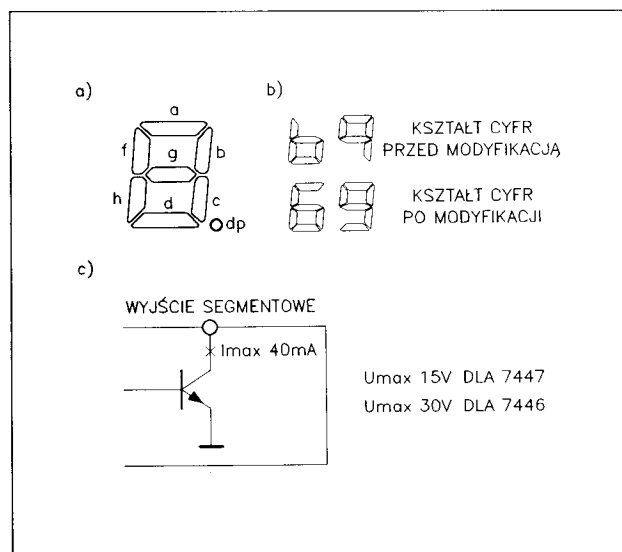
Chcąc zmodyfikować kształt cyfr 6 i 9 należy dodatkowo "zapalić" segmenty "a", lub "d" wyświetlacza przy podanym na wejście układu adresie odpowiadającemu liczbie 6 lub 9 (dodatkowe segmenty zaznaczono w tabeli stanów kółkiem – rys. 1). Analizując stany logiczne w tabeli można zauważyć, że przy doprowadzeniu do wejścia B jedynki logicznej segment "a" jest zawsze zapalony za wyjątkiem cyfry 6. Zatem rozwiązanie nasuwa się samo wystarczy wejście B połączyć z wejściem

negatora którego wyjście łączy się z wyjściem segmentowym "a" układu 7447. Negator powinien posiadać wyjście typu otwarty kolektor, co umożliwi zrealizowanie tzw. sumy galwanicznej.

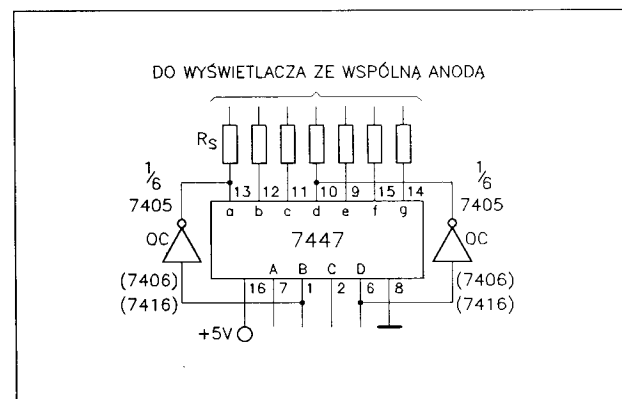
Podobnie wygląda sytuacja w przypadku cyfry 9. Schemat takiego rozwiązania przedstawiono na rysunku 3. Niestety przy takim rozwiązaniu nie będzie działało wygaszanie wyświetlacza przy podaniu na wejście BI/RBO stanu zera logicznego. Jeżeli negatory zastąpimy bramkami NAND z wyjściem typu otwarty kolektor (rys. 4), dekodery 7447 (7446) będzie realizował funkcje wygaszania wskaźnika, wygaszania zera i zapalania wszystkich segmentów, przy zmodyfikowanym kształcie cyfr.

Często jednak zdarza się, że podczas projektowania układów cyfrowych nie dysponujemy wolnymi nega-

torami, lub bramkami NAND, z otwartym kolektorem. Wygodnym może się zatem okazać rozwiązanie, w którym negatory lub bramki NAND są zastąpione prostymi układami tranzystorowymi. Przykłady takich rozwiązań przedstawiono na rysunkach 5 i 6.



Rys. 2 a) kształt cyfr 6 i 9 wyświetlanych przez wyświetlacze siedmiosegmentowe, b) schemat stopnia wyjściowego dekodera 7447 (7446)

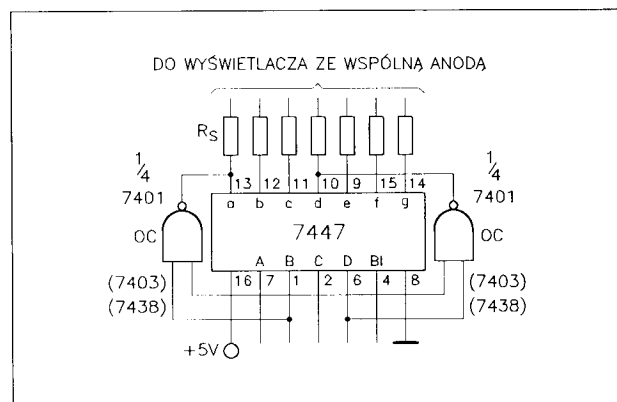


Rys. 3 Schemat układu modyfikującego kształt wyświetlanych cyfr 6 i 9

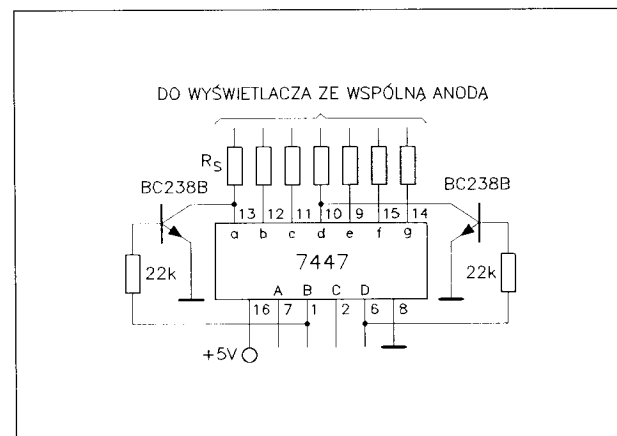
Warto jeszcze dodać, że produkowane są układy dekodery 74246 i 74247, o identycznych wyprowadzeniach i funkcjach wyświetlające "pełne" cyfry 6 i 9. Parametry prądowe i napięciowe tranzystorów na wyjściach segmentowych są takie same jak w przypadku dekodery 7446 i 7447.

Na rysunku 7 zamieszczono schemat na którym przedstawiono trzy różne sposoby przystosowania dekodera 7447 (7446) do współpracy z wyświetlaczami o wspólnej katodzie. Rozwiązania te można ze sobą "mieszać", na przykład stosując jeden układ zawierający sześć negatorów z otwartym kolektorem i jeden z układów tranzystorowych. Warto zwrócić uwagę, że układ z

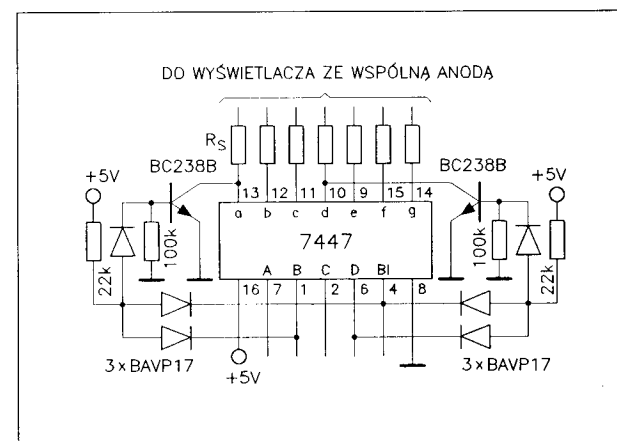
negatorem i tranzystorem npn pobiera stały prąd z zasilacza bez względu na liczbę świecących się segmentów. Natomiast w układzie z tranzystorem pnp prąd zależy od liczby świecących się segmentów wyświetlacza. Zatem ostatnie rozwiązanie jest energooszczędne.



Rys. 4 Schemat układu modyfikującego kształt wyświetlanych cyfr 6 i 9, umożliwiający zachowanie wszystkich dodatkowych funkcji realizowanych przez dekodery 7447 (7446)



Rys. 5 Tranzystorowa wersja układu z rys. 3



Rys. 6 Tranzystorowa wersja układu z rys. 4

Dokończenie w następnym numerze.



Dla krótkofalowców, użytkowników CB i UKF-owców:

POTRÓJNE TRANSCEIVERY DIGITAL 941 i 942.

Wszystkie rodzaje emisji, zakresy od 20 kHz ÷ 31,7 MHz, 50 ÷ 60 i 140 ÷ 150 MHz.

Dla każdego: World Receiver



ODBIORNIKI typu: DIGITAL 942 R.

Zakresy i emisje jak wyżej, czułość 0,2 µV.



Dla radioamatorów:

STEROWNIKI MIKROPROCESOROWE,

ze schematami aplikacyjnymi i instrukcjami obsługi:

1. Kolorowych tablic świetlnych z płynącymi napisami, dźwiękiem i klawiaturą;
2. Transceivera DIGITAL 942;
3. Do transceiverów z p.cz. 9 MHz (np. SP 5 WW) – właściwości sterowania jak w DIGITAL 942 (między innymi syntezers SAA 1057 i cyfrowa skala);
4. klucza elektronowego (Praktyczny Elektronik 5 i 6/93).



ZABEZPIECZENIA:

Do samochodów, motocykli, drzwi itp. – kwarcowe linie radiowe z wewnętrznym czujnikiem wstrząsów. Do toreb, plecaków itp. – alarmujące, jeżeli bagaż jest zbyt daleko od właściciela.



SUPER NOWOŚĆ!

w związku z pojawieniem się na rynku różnego rodzaju urządzeń podsłuchowych, proponujemy:

WYKRYWACZE wszelkich radiowych urządzeń podsłuchowych.

- mieszczą się w dłoni
- lokalizują miejsce ukrycia podsłuchu
- zakres pracy od fal krótkich, aż do kilku GHz (przetestowano do 3 GHz)
- absolutna prostota obsługi – jeden przycisk
- przydatne w biznesie i nie tylko... Domyśl się sam...
- cena promocyjna 85 zł!
- dla sklepów radiowych, sklepów CB, sklepów z zabezpieczeniami – ceny negocjowane.

Informacje (gratis): V-Electronics ul. Sucharskiego 17, 65-001 Zielona Góra tel. 26-67-55
Prowadzimy także sprzedaż wysyłkową za zaliczeniem pocztowym.

Sprzedam wykrywacz PI. rozróżniający metale, orientacyjnie określający głębokość tel. 19-88-33 Łódź

Sprzedam wobuloskop do 1250 MHz tel. 57-16-20 Wrocław

Montaż 2gr za punkt do 1-IX
J.Furdyna Krakowska 31c/1
49-200 Grodków

WYSYŁKOWA SPRZEDAŻ PODZESPOŁÓW I ELEMENTÓW ELEKTRONICZNYCH

Po otrzymaniu koperty zwrotnej (ze znaczkiem)
wysyłamy bezpłatny katalog

Wystawiamy: „UNIPOL”
rachunki upr. skr. poczt. nr 25
i faktury VAT 07-202 WYSZKÓW

TRANSET

Zestawy do samodzielnego montażu, oraz zmontowane płytki:

- 1 profesjonalnych wykrywaczy metali z discriminacją,
- 2 przystawki zmieniającej OTV w oscyloskop,
- 3 generator funkcji 1 Hz ÷ 2 GHz,
- 4 radiotelefon CB
- 5 i wiele innych.

Informator – koperta + znaczki na list polecony.
TRANSET – 58-550 KARPACZ

ELEKTRONICY

PŁYTY, KITY, URUCHOMIONE URZĄDZENIA

Mierniki cyfrowe i analogowe, oscyloskopy, generatory, wobulatory, dip-metry, radiotelefony, transceivery, modemy, sterowanie DTFM, zasilacze, wykrywacze metali, echosondy, dekodery, syntezatory, przystawki do mikrokomputerów, systemy alarmowe. Ponad 200 propozycji.

ZAWSZE AKTUALNE, OKAZYJNE CENY
KATALOG - KOPERTA ZWROTNA + ZNACZEK 2 zł
PEP WROCLAW 17 Skr. Poczt. 1625

Bezpośrednio do domu,
niezawodne i terminowe dostawy
Praktycznego Elektronika
zapewni prenumerata.

Warunki prenumeraty i blankiety wpłat
zamieszczane są w środku numerów
2, 5, 8, 11 i 12.

Pamiętaj, pomyśl o tym już dziś.